ДАТЧИКИ

СПРАВОЧНИК

Под редакцией
З. Ю. Готры и О. И. Чайковского

ЛЬВОВ
«КАМЕНЯР»
1995

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА 5
Термоэлектрические преобразователи

ГЛАВА 6
Емкостные преобразователи

ГЛАВА 7
Пьезоэлектрические преобразователи

ГЛАВА 8
Элементы микроэлектроники

ПРЕДИСЛОВИЕ

Дальнейшее развитие различных отраслей народного хозяйства во многом зависит от совершенствования производственных процессов, средств контроля и управления параметрами последних, в первую очередь — средств измерений. Именно поэтому производству измерительной техники для автоматизированных систем управления энергопотреблением, а также приборов и средств контроля качества продукции сельского хозяйства и других отраслей, расширению производства приборов и измерительных устройств для научных исследований, контроля за расходованием топливно-энергетических ресурсов, состоянием условий труда, окружающей среды, современных медицинских приборов, иных средств измерительной техники в настоящее время уделяется особое внимание.

/Процесс измерения, в результате которого устанавливаются количественные свойства объекта исследования, базируется на использовании измерительных преобразований. Техническое устройство, в котором реализуется определенное измерительное преобразование, получило название измерительного преобразователя. Очевидно, что развитие измерительной техники, автоматизация измерительных устройств предполагает также и разработку новых измерительных преобразователей, улучшение их технических характеристик, повышение их эффективности, надежности и их микроминиатюризацию./

В связи с этим арсенал измерительных преобразователей, составляющих основу датчиков различных физических величин, непрерывно пополняется./

Датчики как средства измерений, содержащие не только первичные преобразователи, но и элементы измерительных схем, в которые включены эти преобразователи (усилители, функциональные преобразователи, устройства сопряжения с последующими средствами измерения и автоматизации), в настоящее время реализуются на основе различных физических явлений и различных технологий. Это дает возможность делать их как

многофункциональными *, т. е. обеспечивающими посредством одного датчика преобразование многих физических величин, так и «интеллектуальными», позволяющими выявлять при преобразовании определенной величины воздействия других величин, которые искажают результат преобразования. Значения этих величин, преобразованных в электрические, могут использоваться для коррекции результата измерения измеряемой величины. Например, при измерении давления существенное влияние оказывает изменение температуры среды, в которой это давление измеряется. Поэтому при наличии датчика давления, обеспечивающего при определенных условиях преобразование также и температуры, причем результат измерения последней используется для коррекции результата измерения давления, имеет место не только многофункциональность, но и совершенно новые свойства датчика, в частности свойство самокорректировки, т. е. его «интеллектуализацию».

В последнее время при создании датчиков различных величин наметились сочетания различных физических принципов действия и новых направлений технологии, например микромеханики и микроэлектроники. Возвращаясь к случаю преобразования давлений, в качестве примера можно привести построение датчика, в котором используются кремниевые упругие элементы, на которых размещены кремниевые тензорезисторы, а также элементы схемы усиления, линеаризации и нормирования электрических сигналов. В микромеханике используются те же технологические процессы, что и в микроэлектронике при производстве интегральных схем, а именно: стандартные фотолитографические методы переноса изображения с маски на поверхность кремниевой пластины и техника химического травления. Эти датчики, кроме улучшенных метрологических характеристик, малых габаритных размеров и небольшой массы по мере развития обеих технологий будут иметь и невысокую стоимость.

В данном справочнике из всего многообразия первичных измерительных преобразователей (датчиков) и устройств их согласования со вторичными средствами измерений рассмотрены те из них, которые наиболее широко применяются на практике и могут без особых

---

* Дубровой Н. Д. Автоматические многофункциональные измерительные преобразователи. М.: Радио и связь, 1989.

дополнительных затрат составить основу так называемых интеллектуальных датчиков.

Безусловно, предлагаемый читателю справочник ни по назначению, ни по полноте охвата материала не может сравниваться с такими фундаментальными изданиями, как книги Д. И. Агейкина, Е. Н. Костиной, Н. Н. Кузнецовой «Датчики контроля и регулирования» или А. А. Осиповича «Датчики физических величин», изданных издательством «Машиностроение» (Москва) соответственно в 1965 и 1979 гг. Однако в настоящем справочнике изложены сведения об относительно новых первичных измерительных преобразователях и узлах их сопряжения в микроэлектронном исполнении (усилители, коммутаторы, источники образцового напряжения и др.). При описании средств сопряжения авторы также не могли изложить все аспекты построения последних, как это сделано, например, в переводной книге Д. Гаррэта «Аналоговые устройства микропроцессоров и мини-ЭВМ» (М. : Мир, 1981). В предлагаемом читателю справочнике более детально, чем, например, в книге японских специалистов Н. Како и Я. Яманэ «Датчики и микро-ЭВМ» (Л.: Энергоатомиздат, 1986) описаны принципы действия, технология и характеристики широкой гаммы датчиков для преобразования различных физических величин, поэтому информация, изложенная в справочнике, может быть полезной широкому кругу читателей — от рабочих, изготавливающих и эксплуатирующих датчики, учащихся профтехучилищ и техникумов, а также студентов высших учебных заведений приборостроительного профиля до инженеров и техников, работающих в области измерительной техники.

Указанные в справочнике стандарты на различные виды и типы датчиков действовали на период написания книги. Авторы выражают благодарность рецензенту доктору технических наук, профессору Лаху В. И. за полезные замечания, которые были учтены при переработке первоначального варианта рукописи книги.

Глава I

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

1.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Измерительная информация. Под термином «информация» подразумеваются сведения или совокупность сведений. Информация является отображением существа материального мира, отображением свойств физических объектов в виде физических величин. Количественная информация о свойствах физических объектов (информация о числовых значениях физических величин), получаемая в результате измерений, носит название измерительной информации.

Измерительные сигналы и их параметры. Материальным носителем измерительной информации является измерительный сигнал. Входной измерительный сигнал, т. е. сигнал, воздействующий на вход средства измерения (преобразователь, прибор или система), является в большинстве случаев физическим процессом, параметры которого — та или иная функция времени. Измеряемая же величина — это определенное свойство или определенный параметр этого процесса. Поэтому различают понятия измерительного сигнала и измеряемой величины. Физический процесс может обладать многими параметрами, но в каждом конкретном случае нас интересуют определенный параметр этого процесса, какая-то одна физическая величина. Активные величины (ток, напряжение, температура и т. п.) сами являются параметрами измерительных сигналов, а при измерении пассивных величин (сопротивление, емкость, индуктивность и др.) измерительный сигнал образуется путем воздействия на объект активной величины. Тогда один из параметров этого сигнала содержит информацию о размере измеряемой величины.

Параметр входного сигнала, который является измеряемой величиной либо функционально связан с ней, называют информативным параметром.

Неинформативным называют параметр входного сигнала, который функционально с измеряемой величиной не связан. Такой параметр может оказывать воздействие на средство измерения и быть источником погрешности. Так, при измерении амплитуды гармонического сигнала неинформативным параметром является частота.

Выходным называют сигнал, возникающий на выходе сред-

ства измерений. В большинстве случаев выходным сигналом также является некоторый физический процесс, который может характеризоваться многими параметрами.

Информативный параметр выходного сигнала — это параметр выходного сигнала, однозначно функционально связанный с информативным параметром входного сигнала.

Измерительное преобразование и измерительный преобразователь. Измерительное преобразование — это преобразование с заданной точностью входного измерительного сигнала в функционально связанный с ним выходной сигнал. Рассматриваемый процесс зачастую реализуется путем преобразования сигналов одной физической природы в сигнал иной физической природы. Физической основой измерительного преобразователя является преобразование и передача энергии. Передача и преобразование измерительных сигналов осуществляется цепями измерительного преобразования. Последние состоят из преобразовательных элементов, которые сами по себе не имеют нормированных метрологических характеристик, однако их характеристики (стабильность, погрешность, частотный диапазон и т. п.) должны соответствовать качеству тех средств измерений, в состав которых они входят. Элемент цепи измерительного преобразования, на который воздействует преобразуемая величина, называется чувствительным элементом.

Измерительный преобразователь (ИП) как средство измерений является преобразователем его входного измерительного сигнала в выходной сигнал, более удобный для дальнейшего преобразования, передачи, обработки вычислительными устройствами или хранения, но непригодный для непосредственного восприятия наблюдателем. В отличие от измерительного преобразователя измерительный прибор является средством измерений, вырабатывающим выходной сигнал в форме, позволяющей наблюдателю непосредственно воспринять значение измеряемой физической величины. Измерительный преобразователь как средство измерений имеет нормированные метрологические характеристики и выполняется обычно в виде отдельного независимого устройства.

В общем выходной сигнал измерительного преобразователя формируется под воздействием не только информативного параметра входного сигнала, но и многих других параметров как измерительного сигнала, так и окружающей среды, например, температуры, влажности, внешних и внутренних помех и т. п. В условиях воздействия указанных факторов измерительный преобразователь должен быть максимально чувствительным к измеряемой величине (информа-

тивному параметру входного сигнала) и очень незначительно реагировать на влияющие факторы.

Измерительные преобразователи, включенные первыми в цепи измерительных преобразований, называются первичными (ПП).

Наряду с термином «первичный измерительный преобразователь» (ПИП) широкое распространение в автоматике и измерительной технике получил термин датчик [1.1. ... 1.3.]. Иногда эти термины отождествляются, что приводит к неправильным представлениям и недоразумениям, усложняющими общение специалистов различного профиля и уровня.

Датчиком следует называть средство измерения, представляющее собой конструктивно завершенное устройство, размещаемое непосредственно в зоне исследуемого объекта. Надо отметить, что в состав датчика может входить ряд измерительных преобразователей [1.4.].

Наличие датчика дает возможность реализовать важные особенности современных методов измерений, в частности преобразование одних физических величин в другие величины (обычно — электрические), последующие преобразования, хранение и использование; дистанционность измерительных преобразований.

1.2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Функция преобразования. Связь между входной X и выходной Y величинами преобразователя описывается функцией преобразования (ФП) [1.4 ... 1.6]

$$Y = F(X), \qquad (1.1.)$$

где X и Y — истинные (при теоретическом анализе) и действительные (при экспериментальных исследованиях) значения соответственно выходной и входной величин.

Поскольку истинные значения величин не могут быть определены, то, соответственно, не может быть определена истинная функция преобразования. Можно определить лишь действительную функцию преобразования, принимая за X и Y некоторые их действительные значения, найденные экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинным, что для данной цели могут использоваться вместо них.

Функции преобразования отдельных однотипных ИП будут несколько отличаться друг от друга, поэтому каждый отдельный преобразователь может характеризоваться своей индивидуальной действительной функцией преобразования. Эту функцию преобразования ИП определяют в различных

режимах их работы как в нормальных условиях, так и при воздействии внешних факторов, оговоренных в нормативных документах на данный тип ИП. В качестве обобщенной характеристики ИП данного типа принимается некоторая усредненная функция преобразования большой группы однотипных преобразователей. Измерительному преобразователю присваивают некоторую математическую функцию, которая является наилучшим приближением к усредненной.

Присвоенная измерительному преобразователю функция носит название номинальной (паспортной) функции преобразования или градуировочной характеристики. Она может быть записана аналитически, представлена в виде таблицы или графика.

В зависимости от конструктивных особенностей, необходимой точности преобразования или других требований для каждого преобразователя устанавливается определенный диапазон преобразований, ограниченный начальным $X_н$ и конечным $X_к$ пределами преобразуемой величины и соответственно начальным $Y_н$ и конечным $Y_к$ пределами его выходной величины.

Коэффициент преобразования. Коэффициентом преобразования называют отношение выходной величины ко входной величине X

$$К(X) = \frac{Y}{X} = \frac{F(X)}{X}. \qquad (1.2)$$

Номинальный коэффициент преобразования определяется по номинальной функции преобразования как

$$К_{ном}(X) = \frac{F_{ном}(X)}{X}.$$

Очевидно, что $К_{ном}(X) = const$ только тогда, когда номинальная ФП линейна и ее график проходит через начало системы координат. Если номинальная функция преобразования ИП нелинейна, то такие преобразователи называют нелинейными или функциональными [1.6]. Преобразователь с линейной $F_{ном}(X)$ представляет собой частный случай функционального. С помощью номинального коэффициента преобразования выходная величина Y может быть приведена ко входу ИП, в результате чего получим приведенную функцию преобразования

$$x = \frac{Y}{К_{ном}(X)} = \frac{F(X)}{К_{ном}(X)} = f(X). \qquad (1.3)$$

Чувствительность. Производная от функции преобразования называется чувствительностью ИП

$$S=\frac{dY}{dX}=F'(X).$$

Экспериментально ее можно определить по конечным приращениям входной и выходной величины при незначительных Δx

$$S=\Delta Y/\Delta X.$$

Для преобразователей, ФП которых линейная чувствительность будет постоянной. Если, кроме этого, график функции $F_{ном}(x)$ проходит через начало системы координат, то номинальная чувствительность будет равна номинальному коэффициенту преобразования. Если же функция преобразования нелинейна, то чувствительность является функцией входной величины и связана с коэффициентом преобразования зависимостью

$$S(X)=\frac{dY}{dX}=\frac{d[K(X)\cdot X]}{dX}X+K(X). \tag{1.4}$$

На основании зависимости (1.4), зная $K(X)$ всегда можно определить $S(X)$, но не наоборот. Это значит, что коэффициент преобразования является более общей и информативной характеристикой ИП, чем чувствительность.

Характеризуя ИП с нелинейными номинальными ФП, часто пользуются также понятием средней чувствительности

$$S_{ср}=\frac{Y_к-Y_н}{X_к-X_н},$$

где $Y_к-Y_и$ и $X_к-X_н$ — диапазон преобразований выходной и входной величин соответственно, а $Y_к$, $X_к$ и $Y_н$, $X_н$ — конечные и начальные пределы преобразования.

Под относительной чувствительностью ИП понимают отношение относительного изменения выходной величины к относительному изменению входной величины

$$S_{отн}=\frac{\Delta Y/Y}{\Delta X/X}.$$

Изменение выходного сигнала ИП может быть обусловлено также влиянием неинформативных параметров входного сигнала. Поэтому ИП характеризуется также и чувствительностью к неинформативным параметрам. Приближенно полное приращение выходного сигнала с учетом неинформативных параметров входного сигнала можно определить из выражения

$$dY\approx\frac{\partial Y}{\partial X}dX+\frac{\partial Y}{\partial a}da+\frac{\partial Y}{\partial b}db+\ldots+\frac{\partial Y}{\partial m}dm.$$

Здесь коэффициенты при приращениях da, db ... dm представляют собой чувствительности ИП к соответствующим неинформативным параметрам a, b, ..., m

$$S_a = \frac{\partial Y}{\partial a};\ S_b = \frac{\partial Y}{\partial b};\ ...\ S_m = \frac{\partial Y}{\partial m}.$$

Порог чувствительности. Под порогом чувствительности ИП, по аналогии с порогом чувствительности измерительного прибора [1.7], следует понимать значение входной величины $(X) = \Delta_0$), относительная погрешность преобразования которой составляет $\delta = \Delta_0/X = 100\%$.

На современном этапе развития измерительного приборостроения чувствительность и порог чувствительности ИП зачастую достигают значений, граничащих с предельно возможными. Порог чувствительности ИП определяется, в частности, внешними и внутренними помехами, в том числе и шумами. Если бы удалось устранить все внешние помехи, то остались бы не исключенными внутренние шумы элементов, в частности, термодинамические.

Средняя мощность термодинамической флуктуации определяется по формуле

$$P_т = 4kT\Delta f,$$

где $k = 1{,}38\ 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура; Δf — ширина частотной полосы пропускания измерительного преобразователя, ограниченная нижним и верхним граничными значениями на уровне 3 дБ.

Для ИП с эквивалентным входным сопротивлением R наличие термодинамической помехи проявляется в том, что на его входе возникает напряжение тепловых шумов, действующее значение которого определяет термодинамический порог чувствительности, будет равно

$$U_т = \sqrt{P_т R} = \sqrt{4kT\Delta f R}.$$

В полупроводниковых преобразователях с разнородной структурой наблюдается температурный дрейф напряжения смещения и токов переходов, которые также ухудшают порог чувствительности при преобразовании медленно изменяющихся сигналов. Кроме того, значение «погрешности нуля» Δ_0 для таких сигналов обусловлено также наличием термоэлектрических и контактных э.д.с., возникающих при соединении различных проводников.

Погрешности в статическом режиме и их нормирование. Погрешности ИП, как и погрешности других средств из-

мерений, могут быть классифицированы по различным признакам, в частности, по способу их выражения, по условиям их возникновения, по степени неопределенности, по характеру зависимости от входной (преобразуемой) величины.

По способу выражения погрешности ИП подразделяют на абсолютные, относительные и приведенные. Номинальный коэффициент преобразования большинства ИП не равен единице, как это имеет место в измерительных приборах, поэтому погрешности ИП могут быть определены как по выходу, так и по входу преобразователя.

Поскольку возникновение погрешностей является следствием несовпадения действительной функции преобразования $F_д(X)$ и градуировочной характеристики (номинальной функции преобразования) $F_{ном}(X)$) (рис. 1.1.), то абсолютная погрешность по выходу может быть определена как

$$\Delta_{вых} = Y - Y_{ном} = Y - F_{ном}(X) = [K_д(X) - K_{ном}(X)]X,$$

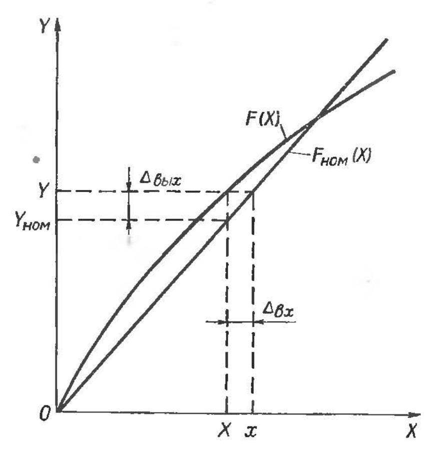


Рис. 1.1. Графическое представление погрешностей измерительного преобразователя на входе и выходе

$K_{ном}(X)$ и $K_д(X)=\dfrac{Y}{X}$ — номинальный и действительный коэффициенты преобразования, соответствующие действительному значению входной величины X;

$Y_{ном}$ — номинальное значение выходной величины, которое определяется по градуировочной характеристике $F_{ном}(X)$ для входной величины X.

Выражая действительное значение входной величины X через выходную величину Y, окончательно получим [1.8].

$$\Delta_{вых} = \frac{K_д(X) - K_{ном}(X)}{K_д(X)} Y. \qquad (1.5)$$

Так как $K_д(X)$ и $K_{ном}(X)$ являются функциями действитель-

ного значения входной величины X, то $\Delta_{вых}$ определяют при известном значении X.

Абсолютную погрешность по входу, наоборот, определяют при заданном Y [1.8.]

$$\Delta'_{вх} = x - X = F^{-1}{}_{ном}(Y) - X = \frac{Y}{K_{ном\ y}(X)} - X = \frac{K_д(X)X}{K_{ном\ y}(X)} - X,$$

где x — значение входной величины, соответствующее действительному значению выходной величины Y, определенное по градуировочной характеристике с учетом номинального коэффициента преобразования;

$F^{-1}(Y) = x$ — обратная функция преобразования;

$K_{ном\ y}(X)$ — номинальный коэффициент преобразования, соответствующий значению Y по градуировочной характеристике.

Выражение для определения абсолютной погрешности по входу можна привести к виду

$$\Delta_{вх} = \frac{K_д(X) - K_{ном}(X)}{K_{ном\ y}(X)} X = \frac{K_д(X) - K_{ном\ y}(X)}{K_д(X) K_{ном\ y}(X)} Y, \tag{1.6}$$

Из выражений (1.5) и (1.6) устанавливается связь между абсолютными погрешностями по входу и выходу.

$$\Delta_{вых} = \frac{K_д(X) - K_{ном}(X)}{K_д(X) - K_{ном\ y}(X)} K_{ном\ y}(X) \Delta_{вх}. \tag{1.7}$$

Относительные погрешности ИП по входу и по выходу определяются так:

$$\delta_{вх} = \frac{\Delta_{вх}}{X} = \frac{K_д(X) - K_{ном\ y}(X)}{K_{ном\ y}(X)} = \frac{K_д(X)}{K_{ном\ y}(X)} - 1,$$

$$\delta_{вых} = \frac{\Delta_{вых}}{Y} = \frac{K_д(X) - K_{ном}(X)}{K_д(X)} = 1 - \frac{K_{ном}(X)}{K_д(X)}.$$

Разделив правую и левую части выражения (1.7) на величину $Y = K_д(X)X$, получим

$$\delta_{вых} = \frac{K_д(X) - K_{ном}(X)}{K_д(X) - K_{ном\,y}(X)} \cdot \frac{K_{ном\,y}(X)}{K_д(X)} \delta_{вх}. \tag{1.8}$$

Если погрешности небольшие или ФП линейна, $K_{ном}(X) = K_{ном\ y}(X) = K_{ном}$ и $K_{ном} \approx K_g$, тогда

$$\Delta_{вых} = K_{ном} \Delta_{вх};\ \delta_{вых} = \frac{K_{ном}}{K_д} \delta_{вх} \approx \delta_{вх}.$$

Последние выражения, как правило, и используют на практике. Приведенные погрешности ИП определяются путем нормировки абсолютных погрешностей по входу

$$\gamma_{вх} = \frac{\Delta_{вх}}{X_N}$$

и по выходу

$$\gamma_{вых} = \frac{\Delta_{вых}}{Y_N}$$

Нормирующие значения X_N входной величины и Y_N выходной согласно ГОСТ 8.401—80 устанавливаются равными большему из пределов измерения, если нулевое значение входной (выходной) величины находится вначале диапазона преобразования, или равным бо́льшему из модулей пределов измерения, если нулевое значение находится внутри диапазона измерения или преобразования.

В зависимости от степени неопределенности погрешности подразделяют на систематические и случайные. Систематической погрешностью называют составляющую погрешности ИП, значение которой при повторных преобразованиях величины с неизменным размером остается постоянным или изменяется по известному закону. Следовательно, характерной особенностью систематической погрешности является детерминированность ее значений. Случайной погрешностью называют ту составляющую погрешности, значение которой при повторных преобразованиях величины с неизменным размером изменяется произвольно. Погрешность ИП (приведенная ко входу или выходу) может рассматриваться как случайная величина с систематическими составляющими, которые являются центрами рассеивания центрированных (чисто случайных) составляющих,

$$\Delta_{вх} = \bar{\Delta}_{вх} - \overset{\circ}{\Delta}_{вх}$$
$$\Delta_{вых} = \bar{\Delta}_{вых} + \overset{\circ}{\Delta}_{вых}.$$

Здесь $\bar{\Delta}_{вх}$, $\bar{\Delta}_{вых}$ — систематические составляющие, $\overset{\circ}{\Delta}_{вх}$, $\overset{\circ}{\Delta}_{вых}$ — центрированные составляющие.

В общем случае значения погрешностей преобразователей, как и средств измерения вообще, зависят от действительных значений преобразуемой величины X, что весьма полно отображается многочленными формулами [1.9]. Приведенная функция преобразования $x = f(X)$, а также обратная приведенная $X = \varphi(x)$, в отличие от номинальных, для которых $x = X$, могут быть представлены в виде рядов Маклорена

$$x = f(X) = f(0) + f'(0)X + \frac{1}{2!}f''(0)X^2 + \frac{1}{3!}\ f'''(0)X^3 \ldots;$$
$$X = \varphi(x) = \varphi(0) + \varphi'(0)x + \frac{1}{2!}\varphi''(0)x^2 + \frac{1}{3!}\varphi'''(0)x^3 + \ldots.$$

Тогда формулы для погрешностей записываются в виде

$$\Delta(X) = x - X = f(X) - X = f(0) + [f'(0) - 1]X + \frac{1}{2!}f''(0)X^2 +$$
$$+ \frac{1}{3!}f'''(0)X^3 + \ldots = \Delta_0 + \delta_s X + \varepsilon X^2 + \xi X^3 + \ldots = \sum_{i=0}^{n} a_i \cdot X^i \quad \textbf{(1.9)}$$

и $\Delta(x) = x - X = x - \varphi(x) = -\varphi(0) - [\varphi'(0) - 1]x - \frac{1}{2!}\varphi''(0)x^2 - \ldots = \Delta^*_0 + \delta^*_s x + \varepsilon^* x^2 + \xi^* x^3 + \ldots =$

$$= \sum_{i=0}^{n} a^*_i x^i, \qquad (1.10)$$

где Δ_0 и Δ^*_0 — аддитивные (от лат. *additio* — суммирование) погрешности, значения которых не зависят от преобразуемой величины; $\delta_s X$ и $\delta^*_s x$ — мультипликативные (от лат. *multiplicatio* — умножение); пропорциональные преобразуемой величине; εX^2 и $\varepsilon^* x^2$ нелинейные квадратные (пропорциональные квадрату преобразуемой величины), а ξX^3 и $\xi^* x^3$ — кубические погрешности; $a_0 = \Delta_0$; $a_1 = \delta_s$; $a_2 = \varepsilon$; $a_3 = \xi$; $a^*_0 = \Delta^*_0$; $a^*_1 = \delta^*_s \ldots$

Обычно ограничиваются двумя членами ряда (ГОСТ 8.401—80), хотя иногда приходится учитывать квадратические и даже кубические составляющие. В общем случае абсолютная погрешность представляет собой сумму

$$\Delta(X) = \Delta_0 + \Delta_{м} + \Delta_{кв} + \Delta_{куб} + \ldots,$$

где Δ_0, $\Delta_{м} = \delta_s X$, $\Delta_{кв} = \varepsilon X^2$, $\Delta_{куб} = \xi X^3$ — аддитивная, мультипликативная, квадратическая и кубическая составляющие абсолютной погрешности.

Составляющие Δ_0, $\Delta_{м}$, $\Delta_{кв}$ и более высоких степеней в общем случае являются случайными величинами с систематическими (детерминированными) и центрированными (индетерминированными) слагаемыми.

В зависимости от условий возникновения погрешностей их подразделяют на основные и дополнительные.

Основная погрешность — это погрешность, свойственная преобразователю при нормальных условиях его применения, т. е. в условиях, когда влияющие величины (например, температура, частота и т. п.) имеют нормальные значения или находятся в пределах нормальной области их значений. Влияющей называют величину, которая непосредственно данным преобразователем не преобразуется, однако влияет на значение информативного параметра выходного сигнала преобразователя.

Дополнительная погрешность — это составляющая погрешности ИП, вызванная отклонением одной из влияющих величин от нормального значения или выходом ее значения за пределы нормальной области. Пределы допускаемых отклонений условий работы преобразователей нормируются и ограничиваются рабочей (расширенной) областью значений влияющей величины, в пределах которой также нормируется дополнительная погрешность.

Обобщенной характеристикой, определяющей пределы допускаемой основной и дополнительной погрешностей, является класс точности. Классы точности измерительных преобразователей нормируются стандартом ГОСТ 8.401—80, согласно которому пределы допускаемых значений основной и дополнительной погрешностей для каждого класса точности устанавливаются в виде абсолютных, относительных или приведенных значений. Нормирование погрешности сводится к представлению ее в виде одночленной и двухчленной формул и указанию полосы погрешностей в диапазоне преобразований.

При нормировании погрешностей двухчленной формулой относительная погрешность преобразователя определяется как

$$\delta(X) = \frac{\Delta_0}{X} + \delta_s = \frac{\gamma_0 X_N}{X} + \delta_s, \tag{1.11}$$

где γ_0 — приведенная погрешность в начале диапазона преобразования, обусловленная различного вида внутренними шумами.

В большинстве случаев устанавливают нижний предел преобразования $X_0 = 0$. Тогда $X_N = X_K$ и приведенная погрешность

$$\gamma(X) = \gamma_0 + \delta_s \frac{X}{X_к}.$$

При $X = X_к$, то есть в конце диапазона преобразования, приведенная погрешность ИП будет равна $\gamma_к = \gamma_0 + \delta_s$.

При расчете или экспериментальном исследовании свойств ИП легче всего получить значения погрешностей γ_0 и $\gamma_к$, поэтому ГОСТ 8.401—80 при нормировании погрешностей в виде двухчленной формулы принимает их в качестве основных точностных характеристик. Формула для нормирования пределов допускаемых относительных погрешностей в процентах имеет вид

$$\delta(X) = \pm \left[c + d \left(\left| \frac{X_к}{X} \right| - 1 \right) \right],$$

где $c = \gamma_к$, $d = \gamma_0$ — коэффициенты, равные, выраженным в процентах, приведенным погрешностям преобразования.

Класс точности ИП в этом случае записывается в виде отношения c/d, например, 0,2/0,1; 0,05/0,02.

Если различие между $\gamma_к$ и γ_0 оказывается незначительным, что может иметь место при существенном преобладании аддитивной составляющей погрешности, то допустимое значение погрешности нормируется в виде одночленной фор-

мулы. При этом указывается предельная приведенная погрешность, выраженная в процентах:

$$\gamma = \pm \frac{\Delta}{|X_к|} \cdot 100 = \pm P.$$

Коэффициент P является показателем класса точности.

При заданном классе точности в виде c/d можно определить пределы допускаемых значений $\gamma_0 |X_к|$ и δ_s, поскольку из формулы для нормирования пределов погрешностей следует, что

$$\Delta(X) = \frac{\delta(X) \cdot X}{100} = \pm [d|X_к| + (c - d)X] \frac{1}{100},$$

где $\delta(x)$ — относительная погрешность, выраженная в процентах. Таким образом, можно записать, что $\frac{d}{100} = \gamma_0$, а $\frac{c-d}{100} = \delta_s$, то есть коэффициент d определяется приведенной погрешностью в начале диапазона преобразования, а разность значений $\gamma_к$ и γ_0 является коэффициентом при мультипликативной погрешности преобразователя, которую часто называют погрешностью чувствительности.

Вариация выходной величины. Важной характеристикой ИП является вариация выходной величины, которая определяется как разность между значениями выходной величины, соответствующими одному и тому же действительному значению преобразуемой величины при двух направлениях медленных изменений последней в процессе подхода к определенной точке диапазона преобразования.

1.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Динамическими называют такие характеристики ИП, которые проявляются только при преобразованиях переменных во времени величин. Основной характеристикой, описывающей работу преобразователя как линейной стационарной динамической системы с сосредоточенными параметрами, является дифференциональное уравнение с постоянными коэффициентами

$$a_n \frac{d^n Y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + \ldots + a_0 Y = b_m \frac{d^m X}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} X}{dt^{m-1}} + \ldots + b_0 X, \qquad (1.12)$$

где $a_n \ldots a_0$ и $b_m \ldots b_0$ — постоянные коэффициенты.

Дифференциальное уравнение необходимого порядка полностью характеризуют поведение динамической системы во временной области, однако коэффициенты этого уравнения тяжело определить на практике.

Для анализа дифференциального уравнения используется преобразование по Лапласу. Полагая, что операторные изображения по Лапласу входной и выходной величин будут соответственно $L[X(t)] = X(s)$ и $L[Y(t)] = Y(s)$, определим отношение изображения выходной величины $Y(s)$ к изображению входной величины $X(s)$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} = W(s), \tag{1.13}$$

которое носит название передаточной функции ИП.

В статистическом режиме (при $X(t) = const$, $Y(t) = const$ или $s \to 0$, передаточная функция примет вид

$$W_{s \to 0} = \frac{b_0}{a_0} = K_0,$$

где K_o — статистический коэффициент преобразования, равный действительному коэффициенту преобразования $К_д(X)$ ИП с линейной функцией преобразования.

Передаточная функция $W(s)$ — исчерпывающая характеристика динамических свойств ИП в частотной области. Однако она малонаглядна и трудно поддается экспериментальному определению. Поэтому на практике используются другие характеристики, которые можно рассматривать как решения дифференциального уравнения (1.12) при заданных видах входных сигналов и начальных условий. В качестве таких типовых сигналов служат единичный скачок, короткий импульс единичной площади, линейно нарастающее или синусоидальное входной воздействие.

Реакция (отклик) невозбужденного (с нулевыми начальными условиями) ИП на воздействие в виде единичного скачка $1(t)$ называется переходной функцией $h(t)$. Скорость приближения переходной функции к установившемуся значению $h(\infty) = K_0$ является мерой инерционности ИП. Поэтому наиболее распространенный способ нормирования динамических характеристик преобразователей — указание промежутка времени, соответствующего определенной ординате переходной функции.

Реакция преобразователя на воздействие в виде короткого импульса единичной площади $X(t) = \delta(t)$ называется импульсной переходной функцией веса $g(t)$. Между переходной функцией и импульсной переходной функцией веса существует зависимость $g(t) = \frac{dh(t)}{dt}$ или

$$h(t) = \int_o^t g(t) dt. \tag{1.14}$$

Переходная и импульсная переходная функция используется для определения реакции ИП на любое реальное воздействие $X(t)$, которое может быть представлено в виде бесконечного количества примыкающих друг к другу бесконечно коротких импульсов с амплитудами, равными мгновенным значениям $X(t)$, либо в виде бесконечного количества бесконечно малых скачков, пропорциональных $X'(t) = \frac{dX(t)}{dt}$.

Установившаяся реакция на синусоидальное входное воздействие описывается амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками. В установившемся режиме реакции $Y(t)$ линейного измерительного преобразователя на синусоидальное воздействие является также синусоидальной. Угловые частоты входного и выходного сигналов совпадают. Амплитудно-фазовая характеристика $W(j\omega)$ ИП легко может быть получена из передаточной функции преобразователя (1.13) путем замены символа s на $j\omega$. Функция $W(j\omega)$ от непрерывного аргумента называется также комплексным коэффициентом преобразования. Модуль амплитудно-фазовой характеристики $|W(j\omega)|$ характеризует изменение амплитуды гармонического сигнала при преобразовании последнего в ИП, а аргумент ее — фазовый сдвиг сигнала. Функция $|W(j\omega)| = K(\omega)$ получила название амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ИП, а функция $arg\ W(j\omega) = \varphi(\omega)$ — фазочастотной характеристики (ФЧХ) ИП.

В зависимости от порядка дифференциального уравнения (1.12), т. е. значений показателей степени m и n, различают ИП первого, второго и высших порядков.

В ряде случаев целесообразно пользоваться характеристиками идеальных преобразователей, а динамические погрешности реальных преобразователей рассматривать как следствие отклонения их динамических характеристик от соответствующих характеристик идеальных. В табл. 1.1 приведены основные разновидности идеальных и реальных преобразователей первого порядка (безынерционного, дифференцирующего и интегрирующего), а также аналитические и графические зависимости их динамических характеристик.

Амплитудно-частотные характеристики реального интегрирующего преобразователя сильно отклоняются от гиперболы $\frac{1}{\omega}$ (характеристики идеального интергратора) при низких частотах. В некоторой узкой начальной области частот реальный интегрирующий преобразователь ведет себя как безынерционное звено и лишь на высоких частотах он становится интегрирующим. Переходная характеристика реального и идеального преобразователей совпадают при $t \ll T$.

Таблица 1.1

Динамические характеристики преобразователей первого порядка

Вид преобразователя	Уравнение динамики	Номинальная передаточная функция	Частотные характеристики	Временные характеристики
Безынерционный	$a_0Y(t) = b_0X(t)$	$W(s) = K_0$ $K_0 = \frac{b_0}{a_0}$	$K(\omega)=K_0$ $\varphi(\omega)=0$	$h(t)=K_0\cdot 1(t)$ $g(t)=K_0\delta(t)$
Идеальный дифференцирующий	$a_1\frac{dY(t)}{dt} =$ $= b_0X(t)$	$W(s) = \frac{1}{T_s}$ $T = \frac{a_1}{b_0}$	$K(\omega)=\frac{1}{T\omega}$ $\varphi(\omega)=-\frac{\pi}{2}$	$h(t)=t/T$ $g(t)=\frac{1(t)}{T}$
Реальный интегрирующий	$a_1\frac{dY(t)}{dt} +$ $+ a_0Y(t) =$ $+ a_0Y(t) =$ $= b_0X(t)$	$W(s) =$ $= K_0\frac{1}{T_s+1}$ $K_0 = \frac{b_0}{a_0}$ $T = \frac{a_1}{a_0}$	$K(\omega)=K_0\frac{1}{\sqrt{\omega^2T^2+1}}$ $\varphi(\omega)=-arctg\omega t$	$g(t)=\frac{K_0}{T}e^{-t/T}$
Идеальный интегрирующий	$a_0Y(t) =$ $= b_1\frac{dX(t)}{dt}$	$W(s) = Ts$ $T = \frac{b_1}{a_0}$	$K(\omega)=T\omega$ $\varphi(\omega)=\frac{\pi}{2}$	$h(t)=T\delta(t)$ $g(t)=T\delta'(t)$
Реальный дифференцирующий	$a_1\frac{dY(t)}{dt} +$ $+ a_0Y(t) =$ $= b_1\frac{dX(t)}{dt}$	$W(s) =$ $= K_1\frac{Ts}{Ts+1}$ $K_1 = \frac{b_1}{a_1}$ $T = \frac{a_1}{a_0}$	$K(\omega)=K_1\frac{\omega T}{\sqrt{\omega^2T^2+1}}$ $\varphi(\omega)=\frac{\pi}{2}-arctg\omega T$	$h(t)=K_0e^{-t/T}$ $g(t)=-\frac{K_1}{T}e^{-t/T}$

В области низких частот ($\omega T \ll 1$) амплитудно-фазовые характеристики реального дифференцирующего преобразователя совпадают с характеристиками идеального преобразователя, а в области высоких частот ($\omega T \gg 1$) — реальный преобразователь практически безынерционный.

Рассмотренный выше апериодический характер переходного процесса свойственен тепловым и химическим преобразователям. В электрических, механических, акустических преобразователях, кроме апериодического, наблюдается колебательный характер переходного процесса, когда $Y(t)$ прежде, чем прийти к установившемуся уровню, несколько раз становится то больше, то меньше его, т. е. совершает колебательное движение возле этого уровня. Работа таких преобразователей описывается дифференциальными уравнениями второго порядка. При этом вид дифференциальных уравнений преобразователей различной физической природы оказывается аналогичным.

В силу этого динамические свойства преобразователей с различной физической природой находятся из решения дифференциального уравнения преобразователя с обобщенными параметрами

$$a_2 \frac{d^2Y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = b_0 X(t), \qquad (1.15)$$

где a_0, a_1, a_2, b_0 — коэффициенты, значения которых зависят от особенностей преобразователя.

Передаточная функция преобразователя 2-го порядка имеет вид

$$W(s) = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = K_0 \frac{1}{T_2^2 s^2 + T_1 s + 1}, \qquad (1.16)$$

а комплексный коэффициент преобразования

$$W(j\omega) = K_0 \frac{1}{T_2^2 (j\omega)^2 + T_1 j\omega + 1},$$

где

$$T_2^2 = \frac{a_2}{a_0}; \; T_1 = \frac{a_1}{a_0}.$$

Обозначив $2\beta = \dfrac{T_1}{T_2}$ степень ускорения преобразователя, $\omega_0 = \dfrac{1}{T_2}$ — собственную частоту его колебаний, получим

$$W(j\omega) = K_0 \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j2\beta \frac{\omega}{\omega_0}\right)}.$$

Если воспользоваться понятием относительной частоты $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$ входного воздействия, то частотная характеристика примет вид

$$W(j\eta) = K_0 \frac{1}{(1-\eta^2) + j2\beta\eta} = A(\eta)e^{j\varphi(\eta)}, \qquad (1.17)$$

где $A(\eta) = K_0/\sqrt{(1-\eta^2) + 2\beta\eta}$ — амплитудно-частотная характеристика, $\varphi(\eta) = -\,arctg\,\frac{2\beta\eta}{1-\eta^2}$ — фазочастотная характеристика преобразователя.

При статическом входном воздействии (при частоте входного сигнала $\omega = 0$) амплитудно-частотная характеристика принимает значение

$$A(\eta)\Big|_{\eta = 0} = K_0.$$

Учитывая это обстоятельство можно выразить амплитудно-частотную характерстку преобразователя 2-го порядка в относительных координатах

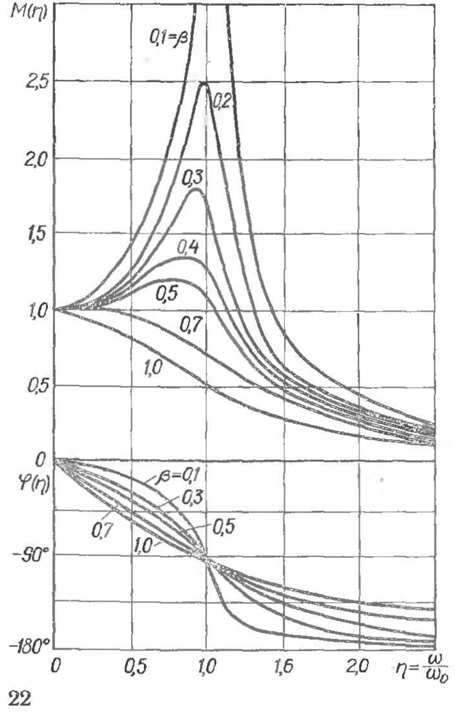


Рис. 1.2. Частотные характерпстики преобразователя 2-го порядка

$$M(\eta) = \frac{A(\eta)}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2}}. \qquad (1.18)$$

В выражение не входит ни одно абсолютное значение параметров преобразователя, поэтому оно может применяться для описания работы любого по физической природе преобразователя с любыми значениями его параметров, если только эти параметры выразить в относительных значениях (рис. 1.2,*а*). На рис. 1.2, *б* изображено семейство ФЧХ преобразователя 2-го порядка для различных значений β.

Динамические погрешности. Погрешностью преобразователя в динамическом режиме называют погрешность, появляющуюся при преобразовании переменных во времени величин. Динамической погрешностью преобразователя, у которого специально не задается вид передаточной функции, обычно считают разность между погрешностью в динамическом режиме и его статической погрешностью. Динамические погрешности обусловлены инерционными свойствами преобразователя и поэтому их значения зависят от скорости изменения преобразуемой величины. При анализе динамических погрешностей обычно пренебрегают статическими погрешностями, а динамические погрешности считывают равными суммарной погрешности преобразователя в динамическом режиме.

Если по аналогии со статическими погрешностями рассматривать динамическую погрешность как следствие неравенства действительной передаточной функции $W_д(s)$ и номинальной $W_{ном}(s)$, то для оценки динамической погрешности можно использовать операторное уравнение и для приведенной ко входу динамической погрешности $\Delta x_{дин}$ записать

$$\Delta x_{дин}(s) = \frac{Y(s)}{W_{ном}(s)} - X(s) = \frac{W_Д(s)X(s)}{W_{ном}(s)} - X(s) = X(s)\left[\frac{W_Д(s)}{W_{ном}(s)} - 1\right]$$

или

$$\Delta x_{дин}(s) = X(s)W\Delta(s), \qquad (1.19)$$

где $W\Delta(s) = \left[\frac{W_Д(s)}{W_{ном}(s)} - 1\right]$ — передаточная функция погрешности преобразователя.

При гармоническом входном сигнале, когда $X(t) = X_{max}\cdot(sin\omega t + \varphi)$ динамическая погрешность, также будет гармонической функцией времени с амплитудой $\Delta X_{max}(\omega)$ и фазой $\varphi\Delta(\omega)$

$$\Delta x_{дин}(t) = \Delta X_{max}(\omega) sin[\omega t + \varphi + \varphi\Delta(\omega)]. \qquad (1.20)$$

Амплитуда и фаза комплексной динамической погрешности могут быть определены из комплексной амплитудно-фазовой характеристики погрешности $W\Delta(j\omega)$ как

$$\Delta X_{max}(\omega) = |W\Delta(j\omega)| X_{max};$$
$$\varphi\Delta(\omega) = arg\ W\Delta(j\omega). \tag{1.21}$$

Выражение (1.21) представляет собой временную характеристику мгновенного значения динамической погрешности, определенного как разность между одновременно существующими значениями входного и приведенного ко входу выходного сигнала. Когда мгновенным значениям выходного сигнала непосредственно не интересуются, динамическую погрешность определяют как разность между мгновенным значением сигнала $X(t)$ и мгновенным значением сигнала $x(t)$, совмещенного по фазе с сигналом $X(t)$, т. е. воспроизведенного спустя время $\tau_з = \frac{\varphi\Delta(\omega)}{\omega}$, равному среднему времени запаздывания выходного сигнала. Абсолютная амплитуда динамической погрешности в последнем случае равна

$$\Delta X_a(\omega) = \frac{Y_{max}}{K_{ном}(\omega)} - X_{max} = \left[\frac{K_Д(\omega)}{K_{ном}(\omega)} - 1\right] X_{max}, \tag{1.22}$$

а относительная амплитудная погрешность

$$\delta(\omega) = \frac{\Delta X_a(\omega)}{X_{max}} = \frac{K_Д(\omega)}{K_{ном}(\omega)} - 1 = \frac{|W_Д(j\omega)|}{|W_{ном}(j\omega)|} - 1, \tag{1.23}$$

где $K_Д(\omega)$ и $K_{ном}(\omega)$ — действительное и номинальное значения модулей действительной и номинальной комплексной АЧХ ИП. Фазовая погрешность в этом случае равна

$$\Delta\varphi(\omega) = arg\ W_Д(j\omega) - arg\ W_{ном}(j\omega), \tag{1.24}$$

где *arg* обозначает аргумент функции $W(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$, т. е. $\varphi(\omega)$.

Если известны относительная амплитудная $\delta(\omega)$ и фазовая $\Delta\varphi(\omega)$ динамические погрешности, то динамические погрешности преобразования гармонической функции равны [1.5]

$$\Delta X_{max}(\omega) = X_{max}\sqrt{[1+\delta(\omega)]^2 - 2[1-\delta(\omega)]\cos\Delta\varphi(\omega) + 1}, \tag{1.25}$$

$$\varphi\Delta(\omega) = arctg\frac{[1-\delta(\omega)]\sin\Delta\varphi(\omega)}{1-[1+\delta(\omega)]\cos\Delta\varphi(\omega)}. \tag{1.26}$$

Динамическая погрешность $\Delta x_{дин}(t)$ является функцией времени, поэтому она используется лишь для преобразователей, информативными параметрами входных и выходных сигналов которых являются мгновенные значения (измерительные усилители, трансформаторы, преобразователи пе-

ремещений и т. п.). Если информативным параметром сигнала является какое-либо его интегральное значение (среднее, средневыпрямленное, среднеквадратическое), указывают усредненные оценки динамической погрешности [1.11]. Так, например, для стационарных процессов (периодических или стационарных стохастических) используют средневыпрямленное $\Delta_{св}$ или среднеквадратическое $\Delta_{ск}$ значения динамической погрешности:

$$\Delta_{св} = \lim_{T\to\infty} \int_0^T \Delta x_{дин}(t)dt,$$

$$\Delta_{ск} = \lim_{T\to\infty} \int_0^T \Delta^2 x_{дин}(t)dt.$$

Важными параметрами, которые характеризуют динамические свойства ИП, являются: время преобразования $t_п$ — при временном представлении, граничная частота преобразования $\omega_{гр}$ — при частотном представлении.

Временем преобразования называется такое время $t_п$, по истечении которого динамическая погрешность уменьшаясь, становится равной допустимой $\Delta x_{дин.\,доп.}$ Соответственно, граничной частотой преобразования $\omega_{гр}$ называется такая частота сигнала, при которой динамическая погрешность становится равной допустимой.

1.4. КОРРЕКЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Большое значение для повышения качества метрологических свойств имеет стабилизация статических и динамических характеристик средств измерения (СИ), а также минимизация погрешностей в статическом и динамическом режимах. Эти задачи в настоящее время решаются как конструкторско-технологическими, так и структурными методами. Первая группа методов предполагает использование более качественных элементов, применение экранов, термостабилизацию и т. п. Структурные методы коррекции метрологических характеристик СИ (особенно статических), основанные на использовании корректирующих цепей и связей, получили в последнее время широкое распространение. Среди этих методов различают методы уравновешивающего преобразования и методы коррекции погрешностей [1.12]. При преобразовании неэлектрических величин в электрические посредством различных датчиков метод уравновешивающего преобразования может оказаться непригодным из-за трудностей построения прецизионных обратных преобразо-

вателей электрических величин в неэлектрические. Более перспективным в этом плане являются методы коррекции погрешностей на основе разомкнутых структур. Особенно актуальным вопросом коррекции характеристик датчиков различных физических величин, применяемых в информационно-измерительных системах (ИИС), является линеаризация ФП измерительного тракта. Если ФП нелинейна и это обусловлено физическими основами принципа действия преобразователя, то в этом случае структурные методы коррекции погрешностей нелинейности являются весьма эффективными. При этом схема коррекции нелинейности может быть размещена в самом датчике.

Линеаризация статических характеристик. Одним из важных условий применения первичных преобразователей (ПП) физических величин в измерительных системах и в системах автоматики является линейность их функций преобразования. Это может быть достигнуто в отдельных случаях конструкторско-технологическими приемами, в частности, использованием специальных материалов, применением специальной технологии изготовления датчиков или специального конструктивного выполнения элементов преобразователя. Однако эти способы далеко не всегда позволяют получить с достаточной степенью точности линейную ФП. Поэтому во многих случаях приходится прибегать и к другим, в частности, структурным методам получения линейной функции преобразования. Совокупность математических, конструкторско-технологических и структурных приемов, направленных на обеспечение с заданной точностью линейной функции преобразования называют ее линеаризацией. Линеаризация является отдельным частным случаем коррекции статических характеристик преобразователей, направленных на получение заданной ФП.

Первым этапом линеаризации является рациональный выбор линейной номинальной функции преобразования, то есть совмещение линейной аппроксимирующей и нелинейной аппроксимируемой функции должно производиться таким образом, чтобы обеспечить минимальную погрешность аппроксимации (замены). Например, если функция преобразования ФП записывается в виде полинома второй степени $Y = a_0 + a_1X + a_2X^2$, то наилучшим линейным приближением, к ней является секущая $Y_a = a_0' + (a_1 + a_2^1X_к)X$, ($a_0' = a_0 - 0,125a_2X_к^2$, где: a_0', a_0, a_1, a_2, — коэффициенты выражений аппроксимирующей и аппроксимируемых функции;

$X_к$ — конечное значение диапазона преобразования входной величины. При таком способе аппроксимации погреш-

ность равна нулю в точках $X_{1,2} = \frac{X_к}{2} \pm \frac{X_к}{2\sqrt{2}}$, а во всем диапазоне изменения X (от 0 до $X_к$) не превышает значения $\pm 0,125a_2X^2_к$.

Последующее уменьшение остаточной погрешности может быть достигнуто структурными методами. Структурные методы линеаризации ФП преобразователей, сущность которых заключается в применении дополнительных корректирующих устройств, соответствующим образом включенных в тракт преобразования, наиболее универсальны, относительно просты в реализации и обеспечивают высокую степень приближения результирующей функции преобразования к требуемой.

Поскольку линеаризация статической ФП связана, как правило, с формированием в корректирующем устройстве сигналов, функционально связанных с преобразуемой величиной, то простейшая структурная схема линеаризованного преобразователя имеет вид последовательного или параллельного соединения основного (корректируемого) и дополнительного корректирующего преобразователей. Корректирующих преобразователей может быть несколько.

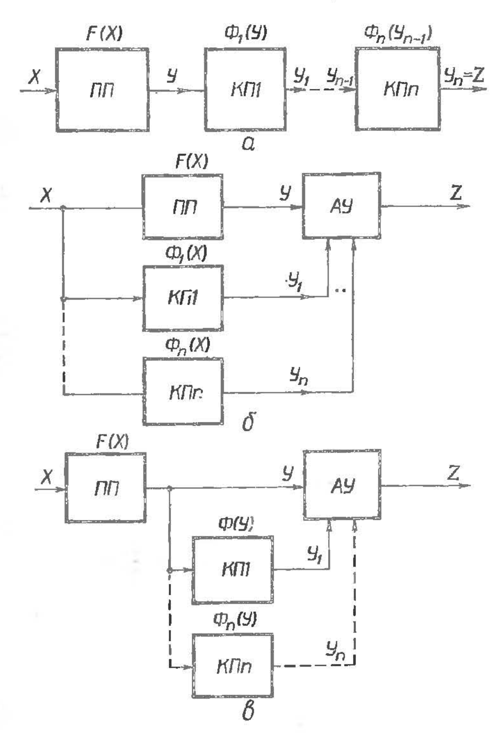


Рис. 1.3. Структурные схемы линеаризации статических характеристик преобразователей

При последовательном соединении основного первичного преобразователя ПП и корректирующих преобразователей $КП_1 \ldots КП_n$ (рис. 1.3,а) к последним должны предъявляться очень высокие требования по точности. Выполнения этих требований во многих случаях связано с большими трудностями.

Так, если функции преобразования основного преобразователя квадратическая

$$Y = a_1X + a_2X^2,$$

то обратная функция $F^{-1}(Y)$ равна

$$X = \frac{-a_1 + \sqrt{a^2{}_1 + 4a_2Y}}{2a_2},$$

а функция преобразования корректирующего устройства

$$\Phi(Y) = \frac{K}{2a_1}(\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y} - a_1) = K_1(\sqrt{K_2^2 + Y} - K_2),$$

где $K_1 = K/\sqrt{a_2}$ и $K_2 = \dfrac{a_1}{2\sqrt{a^2}}$ – постоянные коэффициенты.

Из последней формулы путем дифференцирования $\Phi(Y)$ по a_1, a_2, Y и с учетом K-$const$ получаем приближенное выражение относительной погрешности выходного сигнала

$$\delta_z \approx \left(\frac{a_1}{\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y}} - \frac{1}{2K}\right)\delta a_2 - \frac{1}{a_1\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y}}\delta a_1 +$$

$$+ [2aY/(\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y}(\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y} - a_1)]\delta Y.$$

Из анализа полученного выражения видно, что в результирующую погрешность скорректированного преобразователя входит погрешность из-за неточности задания и нестабильности коэффициентов a_1 и a_2, предопределяющая погрешность корректирующего преобразователя $\delta_{кп}$ и приведенную к выходу погрешность основного преобразователя δ_Y, то есть $\delta_z = \delta_{кп} + \delta z$, где $\delta'_z = \varkappa\delta_Y$,
где $\varkappa = 2a_2^y[\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y}(\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y} - a_1)]$. Если $Y = a_2X^2$ $(a_1 = 0)$, то $\delta_Z = 0{,}5\ \delta Y$. Таким образом, при последовательной схеме включения КП к последнему предъявляются жесткие требования по точности, поскольку его погрешность полностью входит в результирующую.

При параллельном соединении основного и корректирующих преобразователей (рис. 1.3, *б*) и применении в качестве арифметического устройства (АУ) сумматора выходные сигналы всех преобразователей суммируются и

$$Z = Y + \sum_{i=1}^{n} Y_i = F(X) + \sum_{i=1}^{n} \Phi_i(X), \quad (1.27)$$

а функция преобразования корректирующих преобразователей

$$\sum_{i=1}^{n} \Phi_i(X) = KX - F(X) = -[F(X) - K(X)] = -\Delta_{н}(X), \quad (1.28)$$

где $\Delta_{н}(X) = F(X) - KX$ — погрешность нелинейности функции $F(X)$.

Линеаризацию характеристик преобразователей по схеме (рис. 1.3, *б*) обычно называют коррекцией погрешности от нелинейности.

Так как полный дифференциал функции $Z = Y + \sum_{i=1}^{n} Y_i$ равен $dZ = dY + \sum_{i=1}^{n} dY_i$, то относительное приращение выходного сигнала

$$\frac{dZ}{Z} = \frac{dY}{Y} \cdot \frac{Z + \Delta_{н}(X)}{Z} + \sum_{i=1}^{n} \frac{dY_i}{Y_i} \cdot \frac{Y_i}{Z}. \quad (1.29)$$

Тогда суммарная относительная погрешность скорректированного преобразователя может быть записана следующим образом:

$$\delta_z = \delta_y + \delta_{н}\delta_y + \sum_{i=1}^{n} \xi_i \delta_i, \quad (1.30)$$

где δ_y — погрешность основного преобразователя;

δ_i — погрешность i-го корректирующего преобразователя;

$\delta_{н} = \frac{\Delta_{н}(X)}{KX}$ — относительная погрешность от нелинейности функции $F(X)$; $\xi_i = \frac{Y_i}{Z}$ — коэффициент влияния i-го корректирующего преобразователя.

Из выражения (1.30) следует, что при коррекции погрешности от нелинейности по схеме (рис. 1.3, *б*) корректирующие преобразователи могут быть достаточно низкой точности. Действительно, значения погрешностей корректирующих преобразователей в выражении для суммарной погрешности входят с коэффициентами $\delta_{н}$ и ξ_i, значения которых значительно меньше единицы. Коэффициенты ξ_i тем меньше, чем меньше степень нелинейности основного преобразователя и чем меньше значение выходного сигнала корректи-

рующего преобразователя по сравнению с выходным сигналом скорректированного преобразователя.

Разновидностей структурных схем линеаризации может быть много. В частности, это могут быть схемы (рис. 1.3, *в*), в которых входной величиной корректирующих преобразователей является выходная величина основного преобразователя. Для устройства с одним корректирующим преобразователем, включенным по схеме рис. 1.3, *в*, выходная величина Z равна сумме

$$Z = Y + Y_1 = F(X) + \Phi(Y).$$

Функция преобразователя $\Phi(Y)$ корректирующего преобразователя должна определяться как

$$\Phi(Y) = -\Delta_н(X) = -\Delta_н[F^{-1}(Y)]. \quad (1.31)$$

Относительная погрешность в этом случае состоит из двух слагаемых

$$\delta_z = \frac{dZ}{dY}\frac{Y}{Z}\delta_y + \frac{dZ}{dY_1}\cdot\frac{Y_1}{Z}\delta_{y1} = \xi_y\delta_y + \xi_{y1}\delta_{y1},$$

где δ_y, δ_{y1} — относительные погрешности основного и корректирующего преобразователей;

$\xi_y = \frac{dZ}{dY}\cdot\frac{Y}{Z}$, $\xi_{y1} = \frac{dZ}{dY_1}\cdot\frac{Y_1}{Z}$ — коэффициенты влияния соответствующих составляющих на результирующую погрешность.

При небольших нелинейностях основного преобразователя, когда $\xi_y \approx 1$, будем иметь

$$\delta_z = \delta_y + \xi_{y1}\delta_{y1}.$$

При этом ξ_{y1} значительно меньше единицы, поэтому влияние погрешности корректирующего преобразователя на значение результирующей погрешности будет невелико. В связи с этим к корректирующему преобразователю могут предъявляться сравнительно невысокие требования по точности.

Возможны также схемы коррекции, в которых на вход корректирующего преобразователя подается выходной сигнал скорректированного преобразователя. При реализации таких схем выходной сигнал основного преобразователя подается на один из входов арифметического устройства, на другой вход которого подается корректирующий сигнал с выхода КП. Для таких схем в основном справедливы все особенности схем рис. 1.3, *б* и 1.3, *в* в части влияния погрешности КП на результирующую погрешность скорректированного преобразователя.

В рассмотренных выше схемах коррекции нелинейности

выходные величины основного и корректирующего преобразователей суммировались. Такую коррекцию называют аддитивной.

В параметрических преобразователях, предназначенных для преобразования, зависящих от определенных физических величин, параметров электрических цепей в электрический сигнал, можно линеаризовать функцию преобразователя методом параметрической коррекции. Сущность этого метода заключается в следующем. Параметрический датчик ПД вместе с линейной корректирующей цепью КЦ (рис. 1.4,*а*) образуют параметрический четырехполюсник. Коэффициент передачи такого четырехполюсника по напряжению или по току представляет собой дробно-рациональную функцию $\Phi(z)$ от информативного параметра датчика Z. Поэтому можно записать

$$Y = E_0\Phi(Z),$$

где E_0 — напряжение, приложенное ко входным зажимам четырехполюсника.

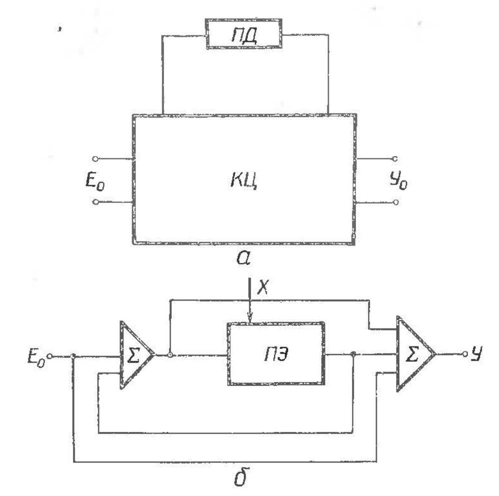


Рис. 1.4. Параметрическая коррекция:
а — параметрический четырехполюсник,
б — измерительный преобразователь с параметрической коррекцией

В свою очередь параметр Z является некоторой нелинейной функцией измеряемой физической величины X:

$$Z = F(X).$$

При линеаризации функции преобразователя информативный параметр выходного сигнала Y должен быть пропорционален измеряемой величине

$$Y = kX. \quad (1.32)$$

Условие линеаризации удовлетворяется, если

$$\Phi(Z) = F^{-1}(Z).$$

В отличие от метода взаимнообратных преобразований при использовании метода параметрической коррекции нет необходимости в моделировании нелинейных функций. Равенство (1.32) можно получить выбором коэффициентов при параметре Z в коэффициенте преобразования измерительного преобразователя. Одна из простейших схем приведена на рис. 1.4, *б*. Параметрический элемент ПЭ представляет собой операционный усилитель, в цепь обратной связи или на вход которого включается импеданс $Z(X)$. Такая корректирующая цепь идеально линеаризует ФП, если зависимость $F(X)$ представляет собой дробно-рациональную функцию

$$F(X) = \frac{C_0 + C_1 X}{1 + \alpha X},$$

где C_0, C_1, α — некоторые постоянные.

Используя более сложные КЦ можно линеаризовать ФП с существенной нелинейностью.

Параметрическая коррекция достаточно универсальна, но она может использоваться только для линеаризации ФП параметрических датчиков. Корректирующие цепи, использующие параметрическую линеаризацию, позволяют одновременно без существенного усложнения схемы осуществлять температурную стабилизацию ФП.

Коррекция динамических характеристик. Коррекция динамических характеристик ИП сводится к коррекции передаточной функции $W_{Д}(s)$ с помощью дополнительного корректирующего звена, передаточная функция $W_{к}(s)$ которого определяется, исходя из требуемой или номинальной $W_{ном}(s)$ функции преобразования.

При коррекции динамических характеристик первичных ИП обычно используется схема последовательного включения корректируемого и корректирующего преобразователей. Выражение для передаточной функции КП можно определить в этом случае из условия [1.14]

$$W_{ном}(s) = W_{Д}(s) \cdot W_{к}(s).$$

Очевидно, что

$$W_{к}(s) = \frac{W_{ном}(s)}{W_{Д}(s)}.$$

Идеально скорректированный по динамической характеристике ИП должен иметь постоянную передаточную функцию ($W_{ном}(s) = K_0$). Это условие выполняется в случае, ког-

да КП имеет передаточную функцию, обратную передаточной функции корректируемого ИП:

$$W_к(s) = K_0 / W_Д(s). \quad (1.33)$$

Уравнение представляет собой условие идеальной коррекции, физическая сущность которой может быть объяснена, если перейти от передаточной функции к комплексному коэффициенту преобразования и амплитудно-фазочастотным характеристикам

$$W_к(j\omega) = |W_к(j\omega)| e^{j\varphi_к(\omega)} = \frac{K_0}{|W_Д(j\omega)|} e^{j\varphi_Д(\omega)} \quad (1.34)$$

При преобразовании физических величин первичными преобразователями чаще всего информативным параметром является амплитуда выходного сигнала, поэтому интерес представляет амплитудно-частотная характеристика преобразователя. Идеальная коррекция в этом случае может быть осуществлена при условии, когда произведение амплитудно-частотных характеристик корректируемого и корректирующего преобразователей будет равно постоянной величине K.

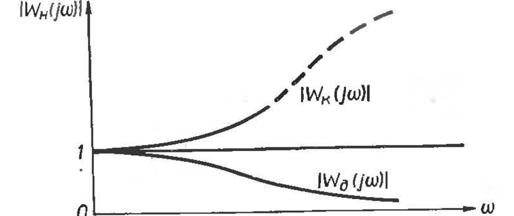


Рис. 1.5.
К коррекции динамических характеристик

На рис. 1.5 приведены амплитудно-частотные характеристики $|W_д(j\omega)|$ корректируемого и $|W_к(j\omega)|$ корректирующего преобразователей. Как видно из приведенного графика, корректирующий преобразователь должен ослаблять как раз те спектральные составляющие, которые выделяет корректируемый, например вследствие резонансных явлений, и усилить те спектральные составляющие, которые ослабляются корректируемым преобразователем. Реальный преобразователь в силу присущей ему инерционности не в состоянии преобразовать сигналы очень высоких частот. Это следует также и из передаточной функции, для которой

$$\lim_{s \to \infty} W(s) \to 0,$$

выполняется, если степень полинома в числителе m меньше степени полинома в знаменателе n.

Теоретически (если преобразователь реализован на идеальных элементах) может выполняться условие $m = n$, тогда

$$\lim_{s\to\infty} W(s)\to C,\ C<\infty$$

Однако, поскольку идеальных элементов не существует, а реальные элементы обладают паразитными параметрами, то практически всегда выполняется неравенство $m<n$.

Следовательно, для коррекции динамических характеристик преобразователя, передаточная функция которого удовлетворяет условию $m<n$, необходимо корректирующее звено, для которого

$$\lim [W_к(s) = \frac{K}{W_д(s)} | s\to\infty,$$

что физически не осуществимо, поэтому в качестве реального корректирующего звена необходимо использовать такую электрическую цепь, корректирующее действие которой максимально удовлетворяет условию коррекции. Рекомендуется [1.14] в качестве реального корректирующего звена применять устройство, передаточная функция которого имеет вид

$$W_{к1}(s) = \frac{1}{W_д(s)} \cdot \frac{1}{(1+T_к s)^{(n-m+1)}}.$$

Корректирующее звено, выполненное на идеальных элементах, должно обладать следующей передаточной функцией:

$$W_{к1}(s) = \frac{K}{W_д(s)} \cdot \frac{1}{(1+T_к s)^{n-m}},$$

где $T_к$ — постоянная времени скорректированного преобразователя.

При $T_к\to 0$ передаточная функция $W_{к1}(s)$ в заданном частотном диапазоне сколь угодно точно переходит в $W_к(s)$. Таким образом, в заданном частотном диапазоне теоретически возможно полная коррекция динамических характеристик первичных преобразователей. Однако постоянно присущие помехи, утечки, неизбежный шум элементов корректирующего звена ограничивают частотный диапазон, в котором реально осуществима коррекция динамических характеристик.

1.5. КЛАССИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН. ОСНОВНЫЕ КЛАССИФИКАЦИОННЫЕ ПРИЗНАКИ

В настоящее время существует множество разнообразных по принципу действия и по назначению ИП различных

физических величин. С развитием науки и техники ИП совершенствуются, возникают новые виды ИП. Изучение всего разнообразия ИП невозможно без систематизации их свойств, без классификации.

Для классификации ИП необходимо в первую очередь установить целесообразные классификационные признаки. Эти признаки должны быть достаточно общими, чтобы учитывать требования как специалистов, работающих в области исследования и проектирования преобразователей, так и тех, кто занимается вопросами их применения.

Одним из классификационных признаков измерительных преобразователей для потребителя является вид входной и выходной величин.

Для конструкторов и технологов целесообразнее классифицировать ИП по принципу их действия.

В качестве классификационных признаков можно принять также вид ФП, который определяется назначением преобразователя, структурную схему ИП или его место в структурной схеме средства измерений, энергетические свойства выходного параметра и т. п. Использовав те или иные классификационные признаки, можно привести ряд классификаций, каждая из которых по своему отражает основные свойства преобразователей и имеет свои как положительные стороны, так и недостатки.

Классификация. В зависимости от рода входной и выходной величин различают:

преобразователи электрических величин в электрические. Входными и выходными величинами таких преобразователей являются электрические величины. Это — преобразователи размера электрической величины (измерительные трансформаторы, измерительные делители тока и напряжения), а также преобразователи вида электрической величины (шунты, добавочные сопротивления);

преобразователи неэлектрических величин в неэлектрические. Это также могут быть преобразователи размера той или иной неэлектрической величины (рычаги, редукторы) или преобразователи вида входной величины, например консоли, мембраны, пружины и другие упругие механические преобразователи. Последние получили широкое распространение в качестве первичных преобразователей элементов датчиков давления, вибраций, ускорений;

преобразователи электрических величин в неэлектрические. Основную группу этих преобразователей составляют измерительные механизмы электрических приборов непосредственного преобразования, в которых входная электрическая величина преобразуется в перемещение указателя. Вторую

большую группу составляют, так называемые обратные ИП (преобразовательные элементы), которые являются составной частью сложных ИП уравновешивающего преобразования и находятся в цепях обратной связи;

преобразователи неэлектрических величин в электрические представляют собой наиболее многочисленную и разнообразную группу ИП. Это объясняется, с одной стороны, многочисленностью самих неэлектрических величин и, с другой стороны, преимуществами электрических методов измерений и, соответственно, целесообразностью преобразования неэлектрических величин именно в электрические.

Выходным сигналом ИП может быть энергетический процесс либо определенное свойство вещества. Соответственно различают генераторные и параметрические преобразователи. К генераторным относятся преобразователи, которые под действием входных преобразуемых сигналов могут вырабатывать энергию, т. е. являются источниками э. д. с., тока, механической силы, давления и т. п. Параметрическими являются те преобразователи, в которых изменение входного сигнала приводит к изменению их определенных параметров — сопротивления, емкости, индуктивности, упругости и др. Для получения выходного энергетического сигнала в этих случаях требуются дополнительные источники энергии.

В зависимости от места ИП в структурной схеме средства измерения различают первичные, которые являются первыми в цепи последовательно соединенных преобразователей, и промежуточные, занимающие в измерительной цепи место после первичного.

Изучение свойств преобразователей по физическим явлениям и эффектам, положенным в основу их работы, позволяет наиболее полно уяснить общие свойства той или иной группы преобразователей, найти общий подход к вопросу схемного и конструктивного решения целого ряда задач, связанных с их расчетом, конструированием и применением. Учитывая преимущество электрических методов измерения физических величин, здесь рассмотрим в основном преобразователи с электрическим выходным сигналом.

Таким образом, наиболее распространенные в измерительной технике преобразователи с учетом их физических закономерностей, положенных в основу принципа действия, могут быть разделены на:

1. *Резистивные преобразователи.* Резистивными называют преобразователи, в которых переносчиком измерительной информации является электрическое сопротивление. Резистивные преобразователи составляют две большие группы: электрические и механоэлектрические. В основу

принципа преобразования электрических резистивных преобразователей (шунтов, добавочных резисторов, резистивных делителей и т. п.) положена зависимость между напряжением, током и электрическим сопротивлением, определяемая законом Ома, и зависимость электрического сопротивления проводника от его длины, удельного сопротивления. Принцип работы механоэлектрических резистивных преобразователей (например, реостатных) основан на изменении электрического сопротивления под действием входной преобразуемой механической величины. К резистивным преобразователям часто относят и тензорезисторы, принцип действия которых основан на изменении электрического сопротивления различных материалов под действием механической деформации. В качестве материалов таких преобразователей используются проводники с проволочными и фольговыми чувствительными элементами или полупроводники. В последнее время для построения тензопреобразователей стали применять эффекты изменения характеристик *p-n* переходов под давлением механического воздействия (тензодиоды и тензотранзисторы).

2. Термопреобразователи. Среди этого класса преобразователей наиболее распространение получили термоэлектрические преобразователи температуры из проводниковых материалов (металлов и их сплавов), причем в принципе действия генераторных термоэлектрических преобразователей положены явления термоэлектричества. Также применяются полупроводниковые термопреобразователи и преобразователи, принцип действия которых заключается в изменении свойств *p-n* перехода при изменении температуры.

3. Фотоэлектрические преобразователи. В основу принципа действия оптических преобразователей положено преобразование потока оптического излучения. Фотоэлектрические преобразователи в зависимости от характера получения и преобразования информации могут состоять из приемника излучения, либо приемника, и источника излучения, либо приемника, источника и оптического канала. Функциональные возможности фотоэлектрических преобразователей и область их применения значительно расширились в связи с достижениями оптоэлектронной техники, созданием оптических квантовых генераторов, светодиодов и др.

4. Электростатические преобразователи. К электростатическим относятся преобразователи, переносчиком измерительной информации в которых является электрический заряд. Различают две основные группы элек-

тростатических преобразователей: емкостные, принцип действия которых основан на взаимодействии двух заряженных тел, и пьезоэлектрические, возникновение электрического заряда в которых является следствием действия на преобразователь механических, тепловых и других факторов.

5. Гальваномагнитные измерительные преобразователи. Принцип работы этих преобразователей основан на использовании гальваномагнитных эффектов, сущность которых заключается в изменении электрических параметров преобразователей под воздействием преобразуемого магнитного поля, в частности, в изменении электрического сопротивления (эффект Гаусса) или появлении э. д. с. (эффект Холла). Основными разновидностями гальваномагнитных преобразователей являются соответственно преобразователи Холла и магниторезисторные преобразователи.

6. Электромагнитные преобразователи. Они составляют очень большую и разнообразную по принципу действия и по назначению группу преобразователей, объединенных общностью теории, принципа преобразования, основанного на использовании электромагнитных явлений. Это масштабные электромагнитные преобразователи (измерительные трансформаторы, индуктивные делители напряжения и тока), индуктивные трансформаторные и автотрансформаторные преобразователи неэлектрических величин, а также индуктивные и индукционные преобразователи.

Преобразователи последнего класса широко описаны в литературе [1.1... 1.5] и в настоящем справочнике не рассматриваются.

Список литературы к главе 1:

1.1. **Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецов Н. Н. Датчики контроля и регулирования.**— М.: Машиностроение, 1965.— 628 с.
1.2. **Осипович А. А. Датчики физических величин.**— М.: Машиностроение, 1979.— 159 с.
1.3. **Проектирование датчиков для измерения механических величин**/Под ред. Е. П. Осадчего.— М.: Машиностроение, 1979.— 480 с.
1.4. **Электрические измерения неэлектрических величин** / Под ред. П. В. Новицкого.— Л.: Энергия, 1975.— 576 с.
1.5. **Полищук Е. С. Измерительные преобразователи.**— Киев: Вища шк., 1981.— 296 с.
1.6. **Электрические измерительные преобразователи** / Под ред. Р. Р. Харченко.— М.; Л.: Энергия, 1967.— 408 с.
1.7. **Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств.— Л.: Энергия, 1968.— 248 с.**

1.8. **Електричні вимірювання електричних та неелектричних величин/ За ред. Є. С. Поліщука.— К: Вища шк., 1978.— 352 с.**
1.9. **Образовський С. С. Елементи теорії многочленных похибок засобів вимірювань.**— Львів; 1981.— 89 с.
1.10. **Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники.**— Киев; Выща шк., 1982.— 455 с.
1.11. **Измерения в промышленности:** Справочник / Под ред. П. Профоса.— М.: Металлургия, 1980.— 648 с.
1.12. **Туз Ю. М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств.**— Киев: Выща шк., 1976.— 256 с.
1.13. **Волгин Л. И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем.**— М.: Сов. радио, 1971.— 336 с.
1.14. **Краус М., Вошни Э. Измерительные информационные системы.** — М.: Мир, 1975.— 310 с.

Глава 2

РЕЗИСТИВНЫЕ ДАТЧИКИ

2.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Первичным измерительным преобразователем резистивного датчика является резистор, выполненный из проводящего материала, например — из металла или металлических сплавов. Измеряемая физическая величина, воздействуя на резистор, обуславливает изменение его сопротивления, приращение которого может служить информативным параметром электрической цепи, зависящим от воздействия. Наиболее простыми по принципу действия являются контактные преобразователи, служащие для преобразования дискретных значений механического перемещения в сопротивление. Такие преобразователи изготавливаются для выполнения узкоспецифических измерительных задач и не находят широкого применения.

Более совершенными преобразователями механического перемещения в сопротивление являются реостатные датчики. В этом случае под воздействием измеряемой величины передвигается движок реостата. При этом сопротивление участка реостата между подвижным и неподвижным контактами меняется. Реостаты выполняются из металлической проволоки, которая наматывается на диэлектрический каркас. Необходимый закон изменения сопротивления при перемещении движка может быть установлен выбором формы каркаса.

К резистивным преобразователям относятся также и проволочные тензорезисторы и терморезисторы. Они выпускаются в широких масштабах и довольно часто используются в измерительных системах. Для их изготовления применяют металлические проводниковые материалы: проволоку, фольгу, металлические пленки, наносимые методом напыления и т. п.

К основным свойствам металлических материалов, применяемых для резистивных датчиков, относятся:

а) удельная проводимость или удельное сопротивление. На практике удельное сопротивление ρ принято измерять в единицах с размерностью Ом·мм²/м. Одна такая единица соответствует 10^{-6} единиц СИ (1 Ом·м);

б) температурный коэффициент удельного сопротивления. Для тензорезисторов подбираются материалы с низким или близким нулю температурным коэффициентом. Для терморезисторов температурный коэффициент определяет чувствительность первичного преобразователя, поэтому его значение должно быть достаточно большим;

в) удельная теплопроводность. В некоторой мере от этого свойства материала зависит возможность рассеяния тепла резистором и инерционность терморезисторов.

Для резистивных датчиков используется металлическая проволока диаметром не менее 40 мкм. Более тонкая проволока механически непрочная. Сопротивление металлической проволоки определяется известной формулой

$$R = \rho l/S,$$

где l — длина проволоки;
S — площадь поперечного сечения.

Хорошими параметрами обладают резистивные датчики, изготавливаемые по технологии микроэлектроники. Тонкопленочные металлические резисторы уже при комнатной температуре имеют сопротивление порядка нескольких килоом и обладают высокой стабильностью. Это позволяет успешно конкурировать им с полупроводниковыми преобразователями.

2.2. ПРОВОЛОЧНЫЕ ТЕНЗОРЕЗИСТОРЫ

Тензоэффект, который лежит в основе работы тензорезисторов, заключается в изменении сопротивления резистора (проволоки) под действием внешней деформирующей силы. Деформация объекта, на котором укреплен тензорезистор,

вызывает деформацию проволоки тензорезистора, в результате чего изменяется его длина, поперечное сечение, что в конечном счете приводит к изменению электрического сопротивления проволоки тензорезистора [2.1 ... 2.3].

Относительное изменение сопротивления тензорезистора, обусловленное деформацией геометрических размеров проволоки, определяется отношением

$$\Delta R'/R = \Delta l(1 + 2\mu)/l,$$

где Δl — изменение длины проволоки под действием деформации;

$\Delta R'$ — изменение сопротивления тензорезистора под действием деформации;

μ — коэффициент Пуассона.

В результате экспериментальных исследований установлено, что деформация материала проволоки сказывается также и на его физических свойствах, в частности на удельном сопротивлении. В связи с этим левая часть приведенного равенства дополняется членом

$$\frac{\Delta R''}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho},$$

учитывающим относительное приращение удельного сопротивления $\Delta\rho$, который необходимо учитывать в процессе измерения $\Delta l/l$, поскольку дополнительное изменение сопротивления $\Delta R'$ обуславливает методическую погрешность.

Основными характеристиками тензорезистора (в соответствии с ГОСТ 21 616—76) являются его активное сопротивление R, база L и коэффициент тензочувствительности K, который определяется выражением [2.1]:

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = 1 + 2\mu + \frac{\Delta\rho/\rho}{\Delta l/l}, \tag{2.1}$$

где $\Delta R = \Delta R' + \Delta R''$ — полное изменение сопротивления проволоки в результате деформации.

Коэффициент тензочувствительности зависит от технологии изготовления тензорезистора, применяемого материала, качества подложки (основы) и клея.

Конструкция проволочного тензорезистора приведена на рис. 2.1. Тензочувствительным элементом является проволока *3*, диаметр которой выбирают в пределах 0,02—0,05 мм. Проволока наклеивается на полоску основы *2*, образуя при этом так называемую решетку. К концам проволоки *3* припаиваются или привариваются выводные проводники *1*, материалом для которого чаще всего служит медь. Сверху проволока также покрывается тонкой бумагой или слоем лака *4*. Чтобы преобразователь воспринимал деформацию, его наклеи-

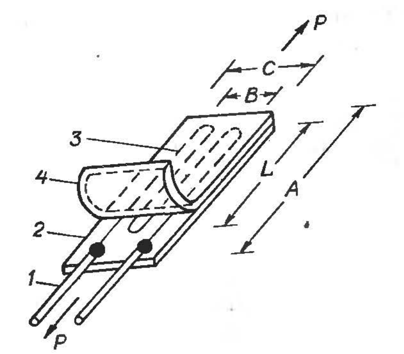


Рис. 2.1.
Конструкция проволочного тензорезистора

вают на исследуемый объект. Следовательно, входная величина тензопреобразователя представляет собой деформацию поверхностного слоя объекта, на который он наклеен, а выходная — изменение сопротивления, которое пропорционально измеряемой деформации.

Для изготовления проволочных тензорезисторов используются материалы, имеющие большое значение коэффициента тензочувствительности и малое значение температурного коэффициента сопротивления. Основные параметры таких материалов приведены в табл. 2.1. [2.2].

Основным критерием оценки пригодности материала проволоки для тензорезисторов является зависимость относительного изменения сопротивления от изменения относительной деформации самой проволоки в областях упругой и пластической деформации. В результате экспериментальных исследований установлено, что константан является единственным материалом, который имеет одинаковую зависимость для обеих областей деформации. Поэтому наиболее часто для изготовления тензорезисторов применяется константановая проволока, реже проволока из элинвара и нихрома.

Основа, на которой наклеена проволока тензорезистора и которая крепится к поверхности исследуемого объекта, должна удовлетворять нескольким требованиям. Ее толщина должна быть очень малой, чтобы проволочная решетка тензорезистора располагалась близко к поверхности исследуемого объекта. При этом основа должна гарантировать надежность изоляции решетки тензорезистора относительно поверхности исследуемого объекта. В качестве основы применяют бумагу или пленку. Для пленочной основы используется бакелитовый лак, клей БФ-2 и специальные композиции.

Основа, также как и проклеивание для закрепления проволоки, должна обеспечить датчику максимальную гибкость, позволяющую ему полностью следовать за деформациями

Таблица 2.1

Параметры материалов терморезисторов

Материал	Коэффициент тензочувствительности, °C	Температурный коэффициент сопротивления $\frac{1}{°C} \cdot 10^{-6}$	Температурный коэффициент линейного расширения $1.10^{-8}/°C$	Термо-э.д.с.с медью, мк В/°C
Константан	1.7 ... 2,1	±50	14 ... 15	— 40
Нихром	2,1 ... 2,3	150	14	+ 22
Никель	12	6000	12	— 22,6
Манганин	0,47 ... 0,5	± 10	16 ... 18	— 2
Элинвар	3,2 ... 3,5	300	13 ... 14	20
Хромель	2,5	100 ... 500	14,8	+ 16

объекта. Вначале для проклейки применялись клеи на основе целлюлозы, так как ее структура обеспечивает сильное сцепление проволоки и пренебрежимо малую ползучесть. Ползучесть искажает зависимость между деформацией и изменением сопротивления преобразователя. В настоящее время широко применяются полимеризующие клеи. При использовании бумаги в качестве основы в процессе наклеивания проволоки последняя вдавливается в размягченную бумажную основу и может легко ее разорвать, что иногда приводит к замыканию решетки тензорезистора и детали. Наличие основы и клея, кроме ползучести, вызывает и гистерезис зависимости относительного изменения сопротивления от относительной деформации. Отсюда вытекает требование упругости основы, благодаря которой после снятия нагрузки основа принимает исходные положение и размеры. Возвращение в исходное состояние должно происходить без запаздывания во времени. И, наконец, бумажная основа должна быть пористой с тем, чтобы растворитель клея имел возможность испариться.

Клей, с помощью которого тензорезистор приклеивается к детали, является наиболее ответственным компонентом преобразователя. Он должен обладать хорошей адгезией к различным материалам и выдерживать без размягчения как можно большую температуру, при этом его ползучесть при длительном нагружении должна быть пренебрежимо мала. Клей должен быть устойчивым к воздействию воды и масел. Кроме того, он должен в точности повторять деформацию поверхности испытуемой детали, в том числе при изменении деформации во времени. Первое свойство предопределяет точность преобразования напряжения в материале в сопротивления, второе — ограничивает верхнюю предельную частоту, которую еще можно преобразовывать посредством

тензорезистора динамических (изменяющихся времени) напряжений.

Клеи, которые в настоящее время чаще всего применяются для обычных измерений, в большинстве своем гигроскопичны. Однако это свойство не влияет на рабочие качества тензорезисторов, поскольку при помощи соответствующего покрытия после наклейки тензорезистор становится нечувствительным к воздействиям влаги окружающей среды. Однако эти клеи не выдерживают повышенных температур.

В зависимости от типа применяемых тензорезисторов, материала исследуемой конструкции и условий испытания применяют те или иные сорта клеев. Так, для тензорезисторов, используемых для измерения динамических процессов, существует быстрый способ приклейки с помощью нитроклея, составленного из нитроцеллюлозы и ацетона. Для измерения статических процессов этот клей применять не следует, так как он обладает очень большой ползучестью.

Для наклейки тензорезисторов на пленочной основе лучше всего применять лаки и клеи, которые использованы при изготовлении основы. Резисторы, размещенные на пленке из клея БФ, работоспособны при температурах от минус 40 до плюс 70 ° С, а из бакелитового лака — до 200 ° С. Для наклейки тензорезисторов, работающих в нормальных и повышенных температурных условиях, в основном применяются ацетатно-целлюлозные, бакелитофенольные клеи, лаки на основе органических смол, кремненитроглифталевые клеи, эпоксидные композиции и т. п. [2.2, 2.4]. Для работы в условиях высоких температур (до 700 ... 800 ° С) применяются кремний-органические цементы и специальные цементы типа Ц-165-32. Перспективными для тензометрической техники являюся цианокрилатный клей (циакрин) и винифлексовый лак ВЛ-931. Циакрин целесообразнее всего применять при измерении динамических процессов.

В условиях нормальных температур целесообразно применять клей Котинского, представляющий собой термопластичный материал. При температуре порядка 140 ° С клей Котинского размягчается, что позволяет отклеивать тензорезистор при нагреве испытуемой детали с целью многократного использования и индивидуальной градуировки тензопреобразователей.

Все выпускаемые проволочные тензорезисторы в соответствии с размерами базы можно условно разделить на три группы:

1. Малобазные тензорезисторы, база которых L (см. рис. 2.1) не превышает 7 мм;

2. Среднебазные тензорезисторы, база которых лежит в пределах 7 ... 20 мм;

3. Большебазные тензорезисторы с базой $L > 20$ мм.

Номинальная база тензорезисторов выбирается из ряда: 0,25; 0,5; 1,0; 2,0; 3,0; 5,0; 7,0; 10,0; 15,0; 20,0; 50,0; 100,0 и 200,0 мм, который регламентирован ГОСТ 21616—76. Отклонение от номинального значения не должно превышать ±20 % для баз до 5 мм и ±10 % для баз более 5 мм. Длина выводов для разных тензорезисторов составляет примерно 10 ... 80 мм.

Активное сопротивление проволочных тензорезисторов должно быть равным одному из значений ряда: 50; 100; 200; 400; 800 Ом по ГОСТ 21615—76. Коэффициент тензочувствительности серийно выпускаемых проволочных тензорезисторов, изготовленных из константановой проволоки, составляет 2,1 ± 0,2 (табл. 2.2). Отклонение активного сопротивления внутри серии, как правило, не превышает ± 0,5 % от номинала, а отклонение коэффициента тензочувствительности ± 2 %. Номинальный рабочий ток при наклейке на металлические детали составляет 30 мА, а максимальные допустимые относительные деформации не превышают 0,003.

Таблица 2.2

Характеристики константановых тензорезисторов

Обозначение тензорезистора	База, L, мм	Нормальное сопротивление, Ом	Размеры, мм	
			A	C
	Бумажная основа			
2ПКБ-5-50 А(Б,В)	5	50	17	8
2ПКБ-5-100 А(Б,В)	5	100	17	8
2ПКБ-10-100 А(Б, В)	10	100	22	10
2ПКБ-10-200 А(Б, В)	10	200	22	10
2ПКБ-20-100 А(Б, В)	20	100	32	9,1
2ПКБ-20-200 А(Б, В)	20	200	9,1	
2ПКБ-50-200 А(Б, В)	50	200	62	9,1
2ПКБ-50-400 А(Б, В)	50	400	62	10
2ПКБ-100-800 А(Б, В)	100	800	12	12
	Пленочная основа			
2ПКП-5-50 А(Б, В)	5	50	17	8
2ПКП-5-100 А(Б,В)	5	100	17	8
2ПКП-10-100 А(Б,В)	10	100	22	10
2ПКП-10-200 А(Б,В)	10	200	22	10
2ПКП-15-100 А(Б,В)	15	100	27	10
2ПКП-15-200 А(Б,В)	15	200	27	10
2ПКП-20-100 А(Б,В)	20	100	32	9,1
2ПКП-20-200 А(Б,В)	20	200	32	9,1
2ПКП-50-200 А(Б,В)	50	200	62	9,1
2ПКП-50-400 А(Б,В)	50	400	62	10

Необходимо отметить, что значение сопротивления тензорезистора не влияет на его чувствительность. Последняя зависит от напряжения питания (например, тензомоста) и чувствительности тензорезистора к деформации. Однако в случае применения тензорезисторов с большим сопротивлением имеем большое выходное напряжение, а тем самым и большую чувствительность схемы. Большебазные тензорезисторы имеют большое номинальное сопротивление, а это обеспечивает меньшую чувствительность к неравномерному распределению напряжений на поверхности детали, которое возникает из-за наличия трещин на поверхности.

Тензорезисторы с большой базой имеют большую относительную длину, а поскольку результирующее изменение его сопротивления определяется средним значением сопротивления всех проволочек, точность более длинного тензорезистора всегда выше. К сказанному следует добавить, что большебазные тензорезисторы имеют меньшую поперечную чувствительность. Это относится к тензорезисторам петлевой конструкции (рис. 2.1).

Тензорезисторы с небольшим сопротивлением (100 Ом) обычно имеют большой допустимый ток, который значительно нагружает выходной каскад источника тока. Напряжения питания тензомоста, выполненного из тензорезисторов с малым сопротивлением, не превышает 8 В.

Для всех тензорезисторов, выпускаемых серийно промышленностью, условные обозначения устанавливаются в соответствии с ГОСТ 21 616—76. Первая буква (П) указывает, что решетка выполнена из проволоки; вторая — материал тензорешетки (К — константан); третья буква — основа (Б — бумажная, П — пленочная); далее приводятся номинальная база тензорезистора в миллиметрах; номинальное сопротивление в омах; группа качества: А, Б, В; температурный коэффициент линейного расширения материала, умноженный на 10^{-6}. При установке чувствительного элемента на такой же материал тензорезистор становится термокомпенсированным. Для нетермокомпенсированных тензорезисторов эта позиция не заполняется.

Группы качества устанавливаются в зависимости от значений нормируемых параметров метрологических характеристик и показателей надежности. Вероятность безотказной работы тензорезисторов для заданной наработки не ниже 0,9.

Чувствительность проволочных тензорезисторов несколько отличается от чувствительности проволоки, из которой изготовлена решетка. Это связано с тем, что при изготовлении петлевых решеток в местах закругления (см. рис. 2.1) образуются участки, которые не воспринимают деформации

вдоль оси базы. Это обстоятельство обусловливает уменьшение точности измерений и чувствительности тензорезисторов. Уменьшение относительной чувствительности у малобазных петлевых проволочных тензорезисторов достигает 25 ... 30 %? Вместе с тем повышается чувствительность к нормальным составляющим измеряемой нагрузки из-за наличия участков в петле перпендикулярных к базе. Это — основной недостаток петлевых тензорезисторов.

Дальнейшим развитием проволочных тензорезисторов являются фольговые тензорезисторы. Они отличаются от проволочных лишь тем, что вместо проволоки к основе приклеивают фольгу, которой путем травления придают требуемую форму. Обладая всеми достоинствами проволочных тензорезисторов фольговые тензорезисторы имеют, по сравнению с ними, ряд дополнительных преимуществ. Благодаря большей площади соприкасания фольгового тензорезистора с объектом измерения, его теплоотдача значительно выше, чем у проволочного, что позволяет увеличить ток, протекающий через тензорезистор (до 200 мА), и тем самым повысить чувствительность тензорезистора. Другим достоинством фольговых тензорезисторов является то, что благодаря широким перемычкам между полосками тензорешетки, у них практически сводится к минимуму поперечная чувствительность к деформации. Важным достоинством фольговых тензорезисторов является лучшая восприимчивость деформации объекта, вследствие большего периметра сечения плоской чувствительной полосы к площади ее сечения по сравнению с проволочными тензорезисторами. Это позволяет обеспечить бóльшую точность измерения деформаций. В настоящее время большинство фольговых тензорезисторов изготовляется из константановой фольги толщиной 4—15 мкм методом фототравления.

Получил распространение также и метод изготовления фольговых тензорезисторов из прокатанных металлических полос путем штамповки. При этом лист металла или сплава наклеивается на лист бумаги. После склейки получаемый лист штампуется, образуя решетку тензорезистора с подложкой. Несомненным преимуществом фольговых тензорезисторов является возможность изготовления решеток любого рисунка, наиболее полно удовлетворяющих условиям измерений. Так, прямоугольные тензорешетки наиболее удобны при измерении деформаций, розеточные подходят для измерения крутящих моментов на круглых валах, а мембранные — для наклейки на мембраны.

В табл. 2.3. приведены основные параметры некоторых фольговых тензорезисторов, выпускаемых промышленностью.

Для фольговых тензорезисторов приняты следующие обозначения: Ф — фольговый; К — константан; конструкция решетки прямая — П; (розеточная — Р; мембранная — М); конструктивные особенности (подтип); затем указывается номинальная база тензорезистора, номинальное сопротивление, группа качества и коэффициент линейного расширения материала.

Таблица 2.3

Параметры фольговых тензорезисторов

Тип тензорезистора	База (диаметр) L, мм	Номинальное сопротивление, Ом	Размеры, мм	
			A	C
1	2	3	4	5
2ФКПА-1-50 А(Б,В)	1	50	7	5
2ФКПА-3-100 А(Б,В)	3	100	9	6
2ФКПА-5-100 А(Б,В)	5	100	11	9,5
2ФКПА-5-200 А(Б,В)	5	200	—	6
2ФКПА-10-100 А(Б,В)	10	100	20	13
2ФКПА-20-100 А(Б,В)	20	100	30	9
2ФКПА-20-200 А(Б,В)	20	200	30	15
2ФКПД-5-50 А(Б,В)	5	50	—	24
2ФКПД- 5 -100 А(Б,В)	5	100	—	37
КФАПI- 0,5-100 А(Б,В)	0,5	100	5	3,2
КФ4ПI- 0,5-200 А(Б,В)	0,5	200	5	3,2
КФ5ПI- 1 -200 А(Б,В)	1	200	6	4,7
КФ5ПI- 3 -100 А(Б,В)	3	100	8,3	4,7
КФ4П2- 0,5-100 А(Б,В)	0,5	100	6,4	3,5
КФ5П2- 1 -200 А(Б,В)	1	200	8,3	4,2
КФ4П2- 5 -400 А(Б,В)	5	400	13,5	10
КФ5П2-10 -200 А(Б,В)	10	200	13,5	14,1
КФ4П3- 5 -100 А(Б,В)	5	100	13	4,7
2ФКРВ- 3 -100 А(Б,В)	3	100	9	7
2ФКРВ- 5 -100 А(Б,В)	5	100	23	19
2ФКРВ-10 -100 А(Б,В)	10	100	23	21
2ФКРВ- 5 - 50 А(Б,В)	5	50	21	21
2ФКРГ-10 -100 А(б,В)	10	100	32	32
КФ4РI- 1 -200 А(Б,В)	1	200	10,3	5,6
КФ5РI- 5 -400 А(Б,В)	5	400	20	9,3
КФ4Р2- 0,5-100 А(Б,В)	0,5	100	7,4	5,7
КФ4Р2- 3 -400 А(Б,В)	3	400	11,2	9,5
КФ4Р2-10 -200 А(Б,В)	10	200	20,5	15,3
КФ5Р2- 1 -200 А(Б,В)	1	200	7,6	6,3
КФ5Р2- 5 -100 А(Б,В)	5	100	17,5	12,7
КФ4Р3- 0,5-200 А(Б,В)	0,5	200	17	17
КФ4Р3- 1 -100 А(Б,В)	1	100	18	18
КФ4П3- 3 -400 А(Б,В)	3	400	22	22
КФ4Р3- 5 -200 А(Б,В)	5	200	28	28
КФ4Р3-10 -400 А(Б,В)	10	400	38	38
КФ4Р4- 5 -100 А(Б,В)	5	100	12	12

Тип тензорезистора	База (диаметр) L, мм	Номинальное сопротивление, Ом	Размеры, мм	
			А	С
1	2	3	4	5
КФ4Р4-10-400 А(Б,В)	10	400	16	16
КФ4Р4-15-200 А(Б,В)	15	200	23	23
КФ4Р5- 5-200 А(б,В)	5	200	12	12
КФ4Р5-10-200 А(Б,В)	10	200	16	16
КФ4Р5-15-200 А(Б,В)	15	200	23	23
2ФКМВ-10-100 А(Б,В)	10	100	12	12
2ФКМВ-20- 50 А(Б,В)	20	50	24	24
2ФКМВ-30-100 А(Б,В)	30	100	34	34
2ФКМГ-20- 50 А(Б,В)	20	50	24	24
2ФКМГ-20-100 А(Б,В)	20	100	24	24
2ФКМГ-50-200 А(Б,В)	50	200	54	54
КФ4М-10-100 А(Б,В)	10	100	12	12
КФ4М-15-200 А(Б,В)	15	200	17	17
КФ4М-15-400 А(Б,В)	15	400	17	17
КФ4М-20-200 А(Б,В)	20	200	22	22
КФ4М-20-400 А(Б,В)	20	400	22	22

Тензочувствительность фольговых тензорезисторов такая же, как и у проволочных ($K=2,1\pm0,2$); предел измерения относительных деформаций 0,3 %; среднее значение ползучести 0,3—0,5 %; температурный диапазон от 40 до 200 ° С.

Для наклейки фольговых тензорезисторов на изделия используются те же клеи, что и для проволочных. При работе в нормальных условиях (от —30 до +80 ° С) применяются также *Z*70 (аналог — циакрин ЭО), а при измерениях в интервале температур от минус 240 до плюс 250 ° С — ЕР250 [2.5].

Приращение напряжения на нагруженном тензорезисторе, как правило, не может быть зарегистрировано индикатором из-за его малого значения. Поэтому тензорезистор включается в электрическую измерительную схему, позволяющую выделить полезный сигнал. Для тензоизмерений используются, в основном, две схемы включения тензорезисторов: в делителе напряжения (рис. 2.2,а) и мостовая (рис. 2.2,б).

Первая схема состоит из источника питания и последовательно соединенных резисторов R_1 и R_2, из которых один или оба могут быть тензорезисторами. В последнем случае тензорезистор R_1 устанавливается на упругий элемент таким образом, чтобы его деформация имела обратный знак, чем у тензорезистора R_2. Для исключения на выходе схемы постоянной составляющей выходного напряжения делителя при динамической механической нагрузке в схему включен конденсатор C_c. В дальнейшем тензорезистор, к которому

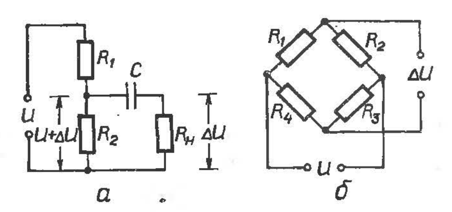


Рис. 2.2.
Схемы включения тензорезисторов в тензометрической аппаратуре:
а — **в делителе напряжения;**
б — **мостовая**

приложено усилие, будем называть активным, а недеформированный — пассивным.

Если резистор R_2 является активным тензорезистором, сопротивление которого изменяется в результате деформации на $\triangle R_2$, а резистор R_1 является пассивным элементом схемы ($R_1 = const$) то, при условии, что сопротивление нагрузки $R_н \gg R_2$, приращение напряжения на выходе схемы определяется как

$$\triangle U \approx U \frac{R_1 \triangle R_2}{(R_1 + R_2)^2} = U \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} K\varepsilon, \quad (2.2)$$

где K — коэффициент тензочувствительности;

ε — относительная деформация.

Следовательно, значение напряжение $\triangle U$ для тензорезистора определяется напряжением питания U и соотношением между резисторами R_1 и R_2 и в нормальных условиях эксплуатации при $R_1 \gg R_2$ пропорционально приложенной деформации. Максимальное значение напряжения питания ограничивается допустимым рабочим током тензорезисторов I доп.

Исследования [2.1] показали, что увеличение напряжения питания U и отношения R_1/R_2 (при условии, что рабочий ток $I_{раб.}$ не превышает $I_{доп.}$) примерно до 5 ... 8 приводит к увеличению чувствительности схемы. Дальнейшее повышение не обеспечивает заметного увеличения чувствительности и оно приводит только к неэффективному увеличению тока и разогреву тензорезистора.

Наиболее распространенной схемой включения тензорезисторов является мостовая (рис. 2.2,б). Причем в тензометрии, в зависимости от решаемых задач, применяются как уравновешенные, так и неуравновешенные мосты [2.6].

Условием равновесия для исключения начальной постоянной составляющей является соотношение

$$R_1 R_3 = R_2 R_4. \quad (2.3)$$

В уравновешенных мостах разбаланс, вызванный изменением сопротивления тензорезистора, компенсируется известным (калиброванным) изменением сопротивления дру-

гого плеча, благодаря чему достигается равновесие. Преимуществом уравновешенного моста являются большая точность и чувствительность, а недостатком — пригодность практически только для статических и медленно изменяющихся деформаций.

Неуравновешенные мосты, в которых изменение сопротивления определяются по напряжению разбаланса, более универсальны и используются как для измерения статических, так и динамических деформаций.

Питание мостовых схем осуществляется постоянным и переменным током. И при этом необходимо осуществлять их балансировку, что обуславливает введение в измерительную схему балансных элементов. Балансировка мостов постоянного тока производится по активному сопротивлению.

В случае использования мостов переменного тока необходимо сбалансировать мост не только по активной составляющей, но и по реактивной. Для этого в диагональ питания включается балансировочный (чаще всего, дифференциальный) конденсатор, либо цепочка, составляющая из переменного сопротивления, в среднюю точку которого включен конденсатор.

Вопросы теории и расчета тензометрических мостов как на постоянном, так и на переменном токе рассматриваются во многих работах [2.1, 2.2, 2.6, 2.8].

Кроме мостов постоянного и переменного тока, в тензометрической аппаратуре используются импульсные мосты. Одним из преимуществ аппаратуры с импульсными мостами является ее повышенная чувствительность и меньшее потребление энергии. Особенно эти преимущества проявляются в многоканальных системах, где легко осуществляется временное разделение каналов. Следует отметить, что применение импульсного питания мостов приводит к некоторому усложнению аппаратуры и ограничивает диапазон частот измеряемых деформаций. Однако это усложнение оказывается вполне оправданным в многоканальных системах (более 16) и ограниченным частотным диапазоном измеряемых величин (до 100 Гц), а также в системах измерения деформаций на движущихся объектах.

При тензометрических измерениях с помощью тензорезисторов проволочных и фольговых появляются погрешности из-за ползучести, влияния температуры окружающей среды, гистерезиса и нелинейности. Ползучесть и гистерезис тензометрических схем определяется качеством наклейки и применяемым клеем. После наклейки тензорезистора на испытуемую конструкцию или при использовании тензометрических динамометров перед непосредственными измерениями

необходимо несколько раз произвести нагружение с усилием, которое на 20 % превосходит ожидаемое усилие, определяемое конечным значением диапазона преобразования. Если же тензорезистор нельзя нагружать и тарировать перед измерениями, то в случае тарировки после измерений тензорезистор нельзя нагружать силой больше той, которая действовала при измерении.

Наиболее ярко выраженным гистерезисом обладают ацетоновые клеи. Наибольщую стабильность обнаруживают клеи, выполненные на базе термореактивных смол. Механический гистерезис тензорезисторов определяется в соответствии с требованиями и методикой ГОСТ 21615—76.

С целью аналитического учета влияния температуры и ползучести в выражение, описывающее приращение сопротивления от измеряемой деформации, вводят составляющее температурного воздействия и ползучести:

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right) = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{мех}} + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{темп}} + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{полз}} \qquad (2.4)$$

Передача деформации от подложки на тензочувствительный элемент происходит неравномерно по его длине. В средней части деформации подложки и элемента совпадают, а по краям отличаются друг от друга. При сильном растяжении в подложке возникают релаксационные явления, способствующие увеличению переходных зон. Ползучесть также возрастает с увеличением температуры и во времени. Вывод количественных соотношений для оценки влияния ползучести на точность измерения затрудняется трудно формализуемыми влияниями многих величин. Ползучесть практически не зависит от деформации и определяется экспериментально для различных температур в зависимости от времени. Приращение сопротивления тензорезистора из-за ползучести, имеет знак противоположный приращению от деформации объекта

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{полз}} = -\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\text{мех}} \frac{\Delta \varepsilon_{\text{полз}}}{\varepsilon},$$

где $\Delta \varepsilon_{\text{полз}}$ — приращение деформации от ползучести.

Это выражение описывает зависимость между относительной деформацией ползучести и вызываемой его приращением сопротивления тензорезистора. Учитывая (2.4) можно записать:

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{мех}+\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{полз}=$$

$$=\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{мех}\left[1-\frac{\Delta\varepsilon_{полз}}{\varepsilon}\right] \qquad (2.5)$$

Для уменьшения явления ползучести необходимо использовать клеевой слой с минимально допустимой толщиной, сравнимой с неровностями основания.

Кроме того, ползучесть может быть уменьшена путем увеличения эффективной длины контактной поверхности тензоэлемента.

Приращения сопротивления из-за изменения температуры накладываются на измеряемую величину и приводят к смещению начальной (нулевой) точки диапазона преобразования. Эти температурные приращения сопротивления не зависят от измеряемой деформации и почти полностью компенсируются с помощью компенсационных тензодатчиков. В большинстве тензодатчиков применяются активные тензорезисторы с компенсационными, которые в определенной температурной области обеспечивают функцию преобразования, не зависящую от изменения температуры внешней среды.

Установлены три основные причины появления температурных приращений сопротивления: температурное изменение сопротивления материала тензочувствительного элемента; тепловое расширение тензорезистора; тепловое расширение исследуемой конструкции. Доля приращения сопротивления, обусловленная влиянием температуры, вычисляется по формуле

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{темп}=\alpha_R T+KT(\alpha_k-\alpha_p)\,, \qquad (2.6)$$

где α_k — коэффициент теплового расширения материала объекта (конструкции):

$\alpha_р$ — коэффициент теплового расширения материала тензочувствительного элемента. Температурный коэффициент α_R электрического сопротивления материала тензочувствительного элемента учитывает изменение его сопротивления. Зависимость $\alpha_R(T)$ представляет собой нелинейную функцию. Коэффициент α_R зависит от температуры, материала тензочувствительного элемента и его предварительной обработки, что используется при изготовлении самокомпенсирующихся тензодатчиков. В термостабилизированном датчике должно быть $\Delta R/R_{темп}=0$, откуда следует условие

$$\alpha_R=-K(\alpha_к-\alpha_р), \qquad (2.7)$$

которое должно выполняться при изготовлении тензодатчи-

ков. Ползучесть и функции влияния температуры на параметры тензорезисторов определяются согласно ГОСТ 21615—76.

Погрешность, обусловленная нелинейностью функции преобразования первичного измерительного преобразователя, содержит одну составляющую, которая определяется в результате изменения коэффициента тензочувствительности, и вторую составляющую, вызываемую нелинейностью характеристики мостовой измерительной схемы. При измерении больших относительных деформаций обычно учитывается только последняя составляющая погрешности [2.5 ... 2.7.]. Это приводит к расхождению между действительными значениями деформации и показаниями прибора. Чтобы максимально скомпенсировать погрешность из-за изменения коэффициента тензочувствительности в зависимости от механического усилия в основном используются свойства мостовых схем, т. к. обе составляющие погрешности нелинейности противоположны по знаку.

Поэтому начальный сигнал тензорезисторов устанавливается обычно в пределах ± (5 ... 20) % от разности относительных сигналов при нормальном усилии или его отсутствии. Для компенсации используются тензочувствительные резисторы в питающей диагонали тензомоста. На (рис. 2.3) R_1... ...R_n — тензорезисторы; $R_{t/2}$ — термочувствительные резисторы; $R_б$ и R_t — резисторы для общего и температурного балансов моста. Резисторы $R_{t/2}$, регулируя напряжения питания моста при изменении температуры, снижают до минимума температурную зависимость чувствительности тензомоста. При помощи термочувствительного сопротивления R_t уменьшается температурная зависимость начального выходного напряжения.

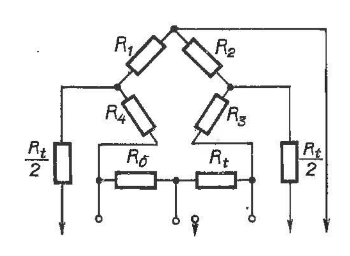


Рис. 2.3. Тензометрическая мостовая схема с элементамн температурной компенсации

На базе тензорезисторов промышленностью выпускаются датчики для измерения линейных ускорений, избыточных давлений, крутящих моментов и т. д. Датчики очень часто выполняются в одном корпусе с усилителями, которые имеют встроенную защиту от короткого замыкания по выходу и обеспечивают на выходе нормированные сигналы. Для из-

мерения сил растяжения и сжатия применяются универсальные датчики силы типа У-0,1, У-0,2; У-0,5; У-1; У-2; У-5; У-10; ТДС-10-40; ТДС-30-120; ТДС-100-400; ДСТБ-С016; 1778-ДТС и т. д.

Для работы с датчиками применяется тензометрическая аппаратура, которая подробно описана в работах [2.1, 2.5, 2.2]. Кроме этой аппаратуры, в последние годы выпускаются унифицированные приборы: ТОПАЗ-1 — тензоусилитель унифицированный полупроводниковый 10-канальный. ТОПАЗ-2 — тензоусилитель унифицированный полупроводниковый 3-х-канальный; ТОПАЗ-3 и ТОПАЗ-4 — десятиканальный и четырехканальный тензоусилители постоянного тока, предназначенные для усиления слабых электрических сигналов различных измерительных схем; НЕФРИТ-2 — семиканальный тензометрический усилитель напряжения; БУС-68 — тензоблок усилительный суммирующий для балансировки усиления и алгебраического суммирования сигналов; АЛМАЗ — индикатор шкальный для измерения выходного тока тензоусилителей типа НЕФРИТ и ТОПАЗ; САПФИР — алгебраический сумматор выходных сигналов датчиков перед подачей их на тензоусилители типа ТОПАЗ; МАЛАХИТ — прибор для тарировки и масштабирования усилительных каналов и прибор для питания стабилизированным напряжением аппаратуры ГРАНАТ.

2.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕНЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

2.3.1. Общие сведения о конструкции и технологии изготовления тензорезисторов

За последние годы значительных успехов достигла техника получения различных полупроводниковых материалов, что открыло широкие перспективы в разработке и изготовлении полупроводниковых тензорезисторов.

Полупроводниковые тензорезисторы, сохраняя преимущества, присущие проволочным и фольговым тензорезисторам (ничтожная масса, малые размеры), имеют значительно большую тензочувствительность (примерно в 50—60 раз выше, чем у проволочных). Кроме того, сопротивление тензорезистора при тех же размерах путем добавления соответствующих присадок к материалу датчика и изменения технологии изготовления может быть изменено в очень широких пределах (от 100 Ом до 50 кОм) при коэффициенте тензочувствительности от — 100 до + 200. У полупроводниковых тензорезисторов изменение сопротивления при деформации достигает 50 %.

Наиболее сильно тензорезистивный эффект выражен в таких полупроводниковых материалах, как кремний, антимонид индия, фосфид индия, арсенид галлия, антимонид галлия. Для серийных тензорезисторов широко используют кремний и германий. Они обладают высокой тензочувствительностью, химически достаточно инертны, характеризуются относительно высоким значением разрушающего напряжения (по сравнению с другими полупроводниковыми материалами), позволяют изготавливать тензорезисторы с большой допустимой рабочей температурой.

Кремний и германий имеют кубическую кристаллическую решетку. В этой решетке различают три кристаллографических направления, которые обозначаются индексами Миллера. Направление, которое совпадает с диагональю куба, обозначается индексом (111), совпадающее с гранью — обозначается индексом (110) и с ребром куба — (100).

Сейчас для изготовления полупроводниковых тензорезисторов чаще всего используют кремний, как *n* — типа, так и *p* — типа электропроводности с удельным сопротивлением 0,1 ... 10^{-3} Ом·м легированный соответственно фосфором или бором. Чувствительность полупроводникового тензорезистора зависит от его ориентации относительно кристаллографических направлений [2.9...2.11].

Технология изготовления играет основную роль в создании полупроводниковых тензорезисторов с требуемыми электрическими и механическими свойствами. Существует несколько способов изготовления полупроводниковых резисторов [2.12]: вырезание из полупроводникового монокристалла в виде бруска; выращивание монокристаллов в виде «усов» посредством конденсации паров; нанесение на некоторые виды подложек тонких пленок со свойствами монокристаллов; получение диффузионным способом тензорезисторов, основанных на использовании *p*- *n*- переходов.

Полупроводниковые тензорезисторы наиболее часто изготовляются непосредственно вырезанием из монокристалла полупроводникового материала. Слитки монокристаллов германия или кремния длиной 400 ... 150 мм и диаметром 15 ... 30 мм подвергают контрольной проверке: проверяют тип проводимости и распределение удельного сопротивления вдоль слитка, после чего из слитка вырезают участок с необходимым удельным сопротивлением. Полученные заготовки разрезают на тонкие плоскопараллельные пластинки, которые затем шлифуют и полируют до высокой степени чистоты поверхности (среднее арифметическое отклонение абсолютных значений точек профиля от средней линии $\leqslant$ 10 мкм). Такая обработка поверхности необходима для повышения меха-

нической прочности тензорезисторов. Перед операцией резки производят ориентировку кристалла по главным направлениям кристаллографической решетки на рентгеновских или оптических установках с точностью до 1 градуса. После шлифовки и полировки наносят невыпрямляющие контакты с малым переходным сопротивлением, для чего чаще всего напыляется проводящее вещество (*Au*, *Ni*) с подслоем материала, имеющего характеристики, близкие кислороду (*Cr*, *Ti*, *Ta*) [2.13]. Иногда напыленные контактные площадки тензорезисторов в нескольких местах «пробивают» лучем лазера. Такая операция обеспечивает наименьшее сопротивление контактов. Напыленные контакты предпочтительнее вплавных, которые делались раньше, не только потому, что могут быть нанесены с высокой точностью, а следовательно, обеспечивают уменьшение разброса параметров, но еще и потому, что с уменьшением толщины нанесенного контактного материала уменьшается внутреннее перенапряжение. Заканчивается процесс изготовления тензорезисторов тщательной очисткой контактов и присоединением выводов методом приварки.

Так как все тензорезисторы должны иметь одно и то же начальное сопротивление (в данной партии), то для подгонки к номинальному значению, как правило, применяют подтравливание. Омическое сопротивление определяется с помощью измерительного моста, причем измерение проводится как при прямом, так и при обратном токе с целью проверки сопротивления контактов.

Очень важным параметром полупроводниковых тензорезисторов является температурный коэффициент сопротивления. Поэтому все тензорезисторы объединяются по температурному коэффициенту сопротивления в партии.

Один из способов изготовления тензорезисторов основан на создании *p-n* перехода путем диффузии примесей в пластинку полупроводника (кремния или германия). В результате образуется тензочувствительный диффузионный слой, отделенный в электрическом отношении от кристалла *p-n* переходом. Наиболее употребительными примесями являются бор, алюминий, галлий, индий (акцепторные примеси), фосфор, мышьяк, сурьма, висмут (донорные примеси). Достоинством этого метода является возможность создавать как отдельные, так и сдвоенные тензорезисторы, изолированные друг от друга прослойкой высокоомного кремния (германия) с *p-n* переходами и удобные для использования в мостовых схемах.

Принципиально новые возможности в создании тензорезисторов открывает использование в качестве чувствитель-

ных элементов гетеро-эпиксальных монокристаллических полупроводниковых пленок на монокристаллических диэлектрических подложках. Из структур такого типа в настоящее время используются пленки кремния на сапфире (КНС) [2.14]. Сапфир в качестве упругого элемента обладает высокой прочностью, химической стойкостью и практически идеальными изолирующими характеристиками. Тензорезисторы, изготовленные из гетероэпитаксиальной кремниевой пленки методом фотолитографии, не имеют изолирующего *p-n* перехода и могут использоваться до температур, которые определяются свойствами кремния. Особенности электрофизических свойств структур КНС позволяют создавать чувствительные элементы с малой и практически постоянной температурой погрешностью выходного сигнала (0,03 ... 0,3 %/10 °С) в диапазоне температур от минус 200 до плюс 400 °С.

Современные полупроводниковые тензорезисторы конструктивно оформлены в виде гантелеобразной пластины (рис. 2.4), вырезанной в кристаллографическом направлении наибольшего тензорезистивного эффекта. Эта конструкция характерна для одиночных приклеиваемых тензорезисторов [2.13].



Рис. 2.4.
Конструкция приклеиваемого полупроводиикового тензорезистора

Более сложной конструкцией и улучшенными эксплуатационными характеристиками обладают тензомодули. В них упругий элемент выполняется из монокристаллического полупроводника, на котором путем диффузии или ионного легирования формируют интегральную тензочувствительную схему. Подобное сочетание упругого элемента и моста тензорезисторов и получило название интегрального тензомодуля. Изоляция чувствительной схемы от тела упругого элемента осуществляется за счет запорных свойств *p-n* перехода. В зависимости от назначения тензомодули выполняют в виде балок, столбиков, мембран и т. п. Изготовление тензомодулей обычно осуществляется по планарной технологии производства транзисторов, позволяющей обеспечить микроминиатюризацию датчиков.

Дальнейшее совершенствование конструкций полупроводниковых тензорезисторов с целью устранения отдельных недостатков вызвало появление мостовых тензорезистивных структур, которые представляют собой монолитно объединенные в схему моста Уитстона полупроводниковые тензорезисторы. Выбор материала, типа проводимости, удельно-

го сопротивления и сопротивления плеч моста обусловлены теми же соображениями, что и у тензорезисторов.

Мостовые структуры изготовляются по той же технологии, что и одиночные тензорезисторы [2.13].

Свойства и характеристики полупроводниковых тензорезисторов определяются кристаллографическим направлением, удельным сопротивлением и типом проводимости, зависящим от количества и состава примесей. У германия n-p-типа проводимости наибольший тензоэффект имеет место в направлении (111), у кремния n-типа — в направлении (100), а p-типа — в направлении (110). Знак тензоэффекта (при растяжении) в полупроводниках n-типа проводимости отрицательный, а p-типа — положительный.

2.3.2. Характеристики тензорезисторов

Зависимость относительного изменения сопротивления тензорезистора от деформации с достаточной точностью описывается уравнением [2.15]

$$\frac{\Delta R}{R_0} = C_1(\rho_0)\varepsilon + C_2(\rho_0)\varepsilon^2 + C_3(\rho_0)\varepsilon^3, \quad (2.8)$$

где $C_1(\rho_0)$, $C_2(\rho_0)$, $C_3(\rho_0)$ — коэффициенты, зависящие от удельного сопротивления полупроводникового тензодатчика.

Так как $C_3(\rho_0)\varepsilon^3$ не превышает 1 % от общего значения $\Delta R/R$ даже при значительных деформациях [2.15], то его можно исключить и выражение (2.8) примет вид:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = C_1\varepsilon + C_2\varepsilon^2 \quad (2.9)$$

Зависимость $\Delta R/R_0 = f(\varepsilon)$ при t-25 °C представляет собой квадратичную параболу, параметры которой C_1 и C_2 зависят от удельного сопротивления материала. Коэффициент C_1 будет являться тангенсом угла наклона касательной к кривой $\Delta R/R_0$ / $f(\varepsilon)$ в точке, где $\varepsilon = 0$. На основании этого параметра C_1 называют основным коэффициентом тензочувствительности для данного материала (при t-25 °C).

Коэффициент C_2 определяет степень нелинейности характеристики. Коэффициенты C_1 и C_2 определяются теоретически для чистых материалов (с малым количеством примесей) и экспериментально для материалов с большим количеством примесей [2.16]. Из (2.9) видно что C_1 и C_2 можно рассчитать, если известны значения $\Delta R/R_0$ для двух значений ε_1 и ε_2, которые берутся, как правило, вблизи предельных деформаций. Решая систему уравнений, составленную на основе (2.9) при двух значениях деформаций ε_1 и ε_2, получаем

$$C_2 = \frac{\Delta K}{\Delta \varepsilon} \text{ и } C_1 = K_1 - \varepsilon_1 \frac{\Delta K}{\Delta \varepsilon},$$

где $K_1 = \dfrac{\Delta R_1}{R_0 \varepsilon_1}$ — коэффициент тензочувствительности тензорезистора при деформации ε_1;

$K_2 = \dfrac{\Delta R_2}{R_0 \varepsilon_2}$ — при деформации ε_2;

$K = K_2 - K_1$ — разность коэффициентов тензочувствительности;

$\Delta \varepsilon = \varepsilon_1 - \varepsilon_2$ — разность деформаций.

Коэффициент тензочувствительности у полупроводниковых тензорезисторов описывается тем же выражением, что и у проволочных (2.1)

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = 1 + 2\mu_п + \frac{\Delta \rho/\rho}{\Delta l/l},$$

$$K = 1 + 2\mu_п + m. \tag{2.10}$$

Величина $1 + 2\mu_п$ характеризует изменение сопротивления, связанное с изменением длины и сечения полупроводникового тензорезистора, величина m характеризует изменение сопротивления, обусловленное изменением удельного сопротивления. Коэффициент тензочувствительности в значительной степени определяется большой для полупроводниковых материалов величиной m.

Предельная деформация тензорезисторов зависит от площади поперечного сечения полупроводникового стержня, а также от обработки поверхности этого стержня. При малой площади поперечного сечения (0,3 мм^2) предельная относительная деформация тензорезисторов может достичь порядка 10^{-3}. Превышение предельной деформации приводит к выходу тензорезистора из строя.

Важной особенностью полупроводниковых тензорезисторов, кроме уже отмеченных, является возможность изготовления их с различными механическими и электрическими свойствами, что неосуществимо для проволочных и фольговых тензорезисторов.

Для серийных тензодатчиков в основном применяются кремний p-типа с ориентацией направления в кристалле кубической симметрии (111) и удельным сопротивлением $\rho_0 = 0{,}02 - 0{,}045$ Ом·см и кремний n-типа с ориентацией направления в кристалле (100) и удельным сопротивлением $\rho_\cdot = 0{,}025 - 0{,}040$ Ом·см.

Усредненная функция преобразования имеет вид: для тензорезистора p-типа (111) с $\rho_0 = 0{,}02$ Ом·см.

$$\frac{\Delta R}{R_0} = 119{,}5\varepsilon + 4000\varepsilon^2, \quad (2.11)$$

для тензорезистора n-типа (100) с $\rho_0 = 0{,}03$ Ом·см

$$\frac{\Delta R}{R_0} = -110\varepsilon + 10000\varepsilon^2. \quad (2.12)$$

На рис. 2.5, *а, б* приведены графики, на которых изображены зависимости (2.11) и (2.13) (кривые *2*). Как видно из рис. 2.5, линейный участок характеристики тензорезистора из кремния p-типа больше при растяжении. Тензорезисторы из кремния n-типа имеют большую нелинейность функции преобразования, а линейный участок располагается в области сжатия. Как для n-типа, так и для p-типа тензорезисторов

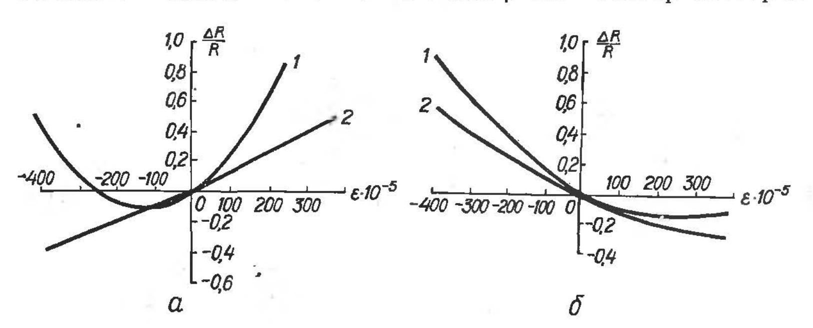


Рис. 2.5.
Зависимость относительного изменения сопротивления от деформации для кремния:
а — p-типа; *1* — с высоким удельным сопротивлением;
2 — с удельным сопротивлением 0,02 Ом·см;
б — n-типа: *1* — с высоким удельным сопротивлением;
2 — с удельным сопротивлением 0,031 Ом·см

нелинейность возрастает при увеличении удельного сопротивления материала тензоэлемента. У серийных тензорезисторов, которые имеют удельное сопротивление порядка 0,02 Ом·см — 0,03 Ом·см нелинейность функции преобразования гораздо меньше (кривые *2*), чем для тензорезисторов с высоким удельным сопротивлением (кривые *1*).

Отклонения от линейности для слабо легированных материалов при относительной деформации 10^{-3} может достигать у германия n-типа — 42 %, а у кремния n-типа — 20,8 % [2.17]. В табл. 2.4 приведены характеристики серийно выпускаемых полупроводниковых тензорезисторов.

Номинальный рабочий ток для тензорезисторов, приведенных в табл. 2.4, составляет 10 мА, максимально допустимый ток через тензорезистор допускается не более 12 мА.

Таблица 2.4

Основные характеристики полупроводниковых тензорезисторов

Тип тензорезистора	Тип проводимости	Номинальное сопротивление, Ом	Коэффициент тензочувствительности	База, мм
КТД2А	p	110 ± 5 %	+ 100	2
КТД2Б	p	220 ± 5 %	+ 100	2
КТЭ2А	n	90 ± 5 %	− 100	2
КТЭБ	n	180 ± 5 %	− 100	2
КТД7А	p	110 ± 5 %	+ 100	7
КТД7Б	p	620 ± 5 %	+ 100	7
КТЭ7А	n	90 ± 5 %	− 100	7
КТЭ7Б	n	510 ± 5 %	− 100	7
Ю8А-1	p	110 ± 1 %	+ 100	1,4
Ю8А-2	p	162 ± 1 %	+ 100	1,4
Ю8А-3	p	220 ± 1 %	+ 100	1,4
Ю8Б-1	n	90 ± 1 %	− 100	1,4
Ю8Б-2	n	138 ± 1 %	− 100	1,4
Ю8Б-3	n	180 ± 1 %	− 100	1,4
Ю12А-15	p	110 ± 1 %	+ 100	5
Ю12А-35	p	220 ± 1 %	+ 100	5
Ю12А-45	p	330 ± 1 %	+ 100	5
Ю12А-55	p	520 ± 1 %	+ 100	5
Ю12Б-15	n	90 ± 1 %	− 100	5
Ю12Б-35	n	180 ± 1 %	− 100	5
Ю12Б-45	n	270 ± 1 %	− 100	5
Ю12Б-55	n	420 ± 1 %	− 100	5
Ю12А-17	p	110 ± 1 %	+100	7
Ю12А-57	p	520 ± 1 %	+ 100	7
Ю12А-67	p	620 ± 1 %	+ 100	7
Ю12А-77	p	750 ± 1 %	+ 100	7
Ю12Б-17	n	90 ± 1 %	− 100	7
Ю12Б-57	n	420 ± 1 %	− 100	7
Ю12Б-67	n	510 ± 1 %	− 100	7
Ю12Б-77	n	610 ± 1 %	− 100	7

Тензорезисторы КТД2, КТЭ2, КТД7, КТЭ7, Ю8А, Б и Ю12А,Б предназначены для измерения деформаций упругих сред и конструкций в диапазоне температур от минус 60 до 100 ° С при наклейке их лаком ВЛ-931 (ГОСТ 10402—75). Допускается эксплуатация тензорезисторов в диапазоне от минус 160 до 300 ° С при наличии соответствующего связующего материала.

2.3.3. Особенности измерения деформации полупроводниковыми тензорезисторами

В процессе приклеивания тензорезистора к детали в тензопреобразователе могут возникнуть напряжения сжатия из-за усадки клея, так как при термообработке проявляется различие коэффициентов линейного теплового расшире-

ния тензорезистора и испытуемой детали. При этом начальное сопротивление R_g приклеенного тензорезистора будет отличаться от сопротивления R_0 неприклеенного тензорезистора, что вызывает дополнительную погрешность измерения деформации. Чтобы избежать этих погрешностей в процессе обработки результатов измерений вводится поправочный коэффициент $C_п$, который определяется как $C_п = (C_1 \Delta\alpha + C_2 \Delta\alpha^2)(t - t_н)$, где C_1 и C_2 — постоянные коэффициенты для данного тензорезистора; $\Delta\alpha = \alpha_м - \alpha_g$, $\alpha_м$ — коэффициент линейного расширения материала, на который наклеен тензорезистор; α_g — коэффициент линейного расширения тензорезистора; t — температура окружающей среды; $t_н$ — температура, при которой тензорезистор не испытывает деформации со стороны материала детали в связи с разностью коэффициентов линейного расширения. Коэффициент C_n определяется из отношения

$$C_n = \frac{R_g - R_0}{R_0}.$$

Сопротивление тензорезисторов после наклейки можно рассчитать по формуле $R_g = R_0(1 + C_n)$. С учетом введенного поправочного коэффициента выражение (2.9) приобретает вид:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = C_1\varepsilon + C_2\varepsilon^2 + C_n. \qquad (2.13)$$

В зависимости от типа тензорезистора деформация при его наклейке по разному влияет на вид функции преобразования (ФП). Так, для приклеенного тензорезистора из кремния n-типа ФП будет менее линейна, чем неприклеенного, а для тензорезисторов из кремния p-типа линейная область ФП расширяется.

Значение нелинейности ФП при комнатной температуре проявляется тем больше, чем меньше примесей в материале тензочувствительного элемента. Различие степени нелинейности при растяжении и сжатии зависит от деформации усадки при наклейке тензорезистора и определяется

$$\delta_н = \frac{C_2}{C_1}\varepsilon. \qquad (2.14)$$

Выражение (2.14) получено из (2.13) $\Delta R/R_0 = C_1\varepsilon(1 + \delta_и)$. Коэффициент тензочувствительности $K = \dfrac{d(\Delta R/R_0)}{d\varepsilon}$ равен

$$K = C_1(\rho_0) + 2C_2(\rho_0)\varepsilon \qquad (2.15)$$

и является функцией деформации. Для анализа и компенсации нелинейности полупроводниковых тензорезисторов иног-

да удобнее пользоваться зависимостью $R_g / f(\varepsilon)$, которая получается из соотношения (2.13),

$$R_g = R_0(1 + C_1\varepsilon + C_2\varepsilon^2 + C_n). \quad (2.16)$$

Следует отметить, что все это справедливо, если используется высококачественный клей, и система тензорезистор — подложка — деталь является монолитной. К сожалению, явление ползучести характерно и для полупроводниковой тензометрии.

У полупроводниковых тензорезисторов начальное сопротивление R_0 зависит от подводимой электрической мощности. В процессе изменения деформации происходит заметное изменение подводимой к тензорезистору электрической мощности, вследствие сравнительно большого изменения сопротивления под воздействием механической нагрузки. Это изменение мощности зависит еще и от условий питания.

Влияние изменения температуры приводит к появлению двух составляющих погрешности: уходу нуля и изменению чувствительности тензометрической схемы. Характер температурной зависимости ФП полупроводникового тензорезистора определяется, в основном, изменением удельного сопротивления с изменением температуры. Влияние температуры на характеристики полупроводниковых тензорезисторов выражается с помощью коэффициентов C_{1t} и C_{2t} [2.15]

$$C_{1t} = \frac{298}{t} C_1, \quad (2.17)$$

$$C_{2t} = \left(\frac{298}{t}\right)^2 C_2. \quad (2.18)$$

С учетом (2.17) и (2.18) выражение (2.13) примет вид

$$\frac{\Delta R}{R_t} = C_{1t}\varepsilon + C_{2t}\varepsilon^2 + C_n, \quad (2.19)$$

где R_t — сопротивление ненапряженного тензорезистора при температуре t.

Уравнение (2.16) можно записать как

$$R_{gt} = R_0(1 + C_n + C_{1t}\varepsilon + C_{2t}\varepsilon^2). \quad (2.20)$$

Коэффициенты C_1 и C_2 являются функцией уровня легирования и температуры. Причем, с повышением уровня легирования и температуры коэффициент C_2 (как для n-, так и для p-типа) убывает быстрее, чем C_1 ($C_{2t} \sim \frac{1}{t^2}$, $C_{1t} \sim \frac{1}{t}$).

Таким образом, нелинейность уменьшается с повышением температуры. Указанное обстоятельство позволяет иног-

да при работе тензорезистора в области высоких температур не учитывать нелинейность функции преобразования.

Основной коэффициент тензочувствительности C_{1t} существенно снижается с ростом температуры. Относительное изменение коэффициента C_{1t} при изменении температуры тензорезистора на 25 °C составляет 7 ... 10 %.

Зависимость сопротивления полупроводникового тензорезистора от температуры имеет сложный характер. Для тензорезисторов, выполненных из кремния p-типа (111) и n-типа (100) со значительной степенью легирования ($\rho_0 = 0{,}02 \ldots 0{,}05$ Ом·см) можно записать, что

$$R_{gt} = R_0[1 - \beta(t - 298)]. \quad \textbf{(2.21)}$$

Температурный коэффициент сопротивления β находится в пределах $(1{,}1 \ldots 1{,}35) \cdot 10^{-3}/1K$. При анализе схем с температурной компенсацией сопротивление тензорезистора находится из выражения

$$R_{gt} = R_0(1 + C_{1t}\varepsilon_t), \quad \textbf{(2.22)}$$

где ε_t — температурная деформация.

В этом случае считают, что на полупроводниковый тензорезистор действует только деформация, вызванная различием коэффициентов линейного расширения материала тензорезистора и материала испытуемого объекта. Воздействие внешнего усилия принимается равным нулю.

Коэффициент тензочувствительности убывает с ростом содержания примесей, но температурная стабильность при этом возрастет весьма заметно [2.15, 2.16]. Так, при легировании до 10^{20} см$^{-3}$ коэффициент тензочувствительности составляет около трети значения его у слаболегированных кристаллов, но зато изменения с температурой практически отсутствует. Меньший уровень легирования позволяет получить больший коэффициент тензочувствительности, но при этом возрастает чувствительность к температуре.

2.3.4. Линеаризация функции преобразования тензорезистора

Для линеаризации зависимости $\Delta R/R$ как функции деформации можно вносить поправки в результаты измерения с помощью предварительно полученных кривых [2.16, 2.17]. Такой способ весьма несовершенен, так как обработка результатов измерений занимает много времени и характеризуется значительными погрешностями, связанными с индивидуальными особенностями и квалификацией оператора.

Уменьшить нелинейность функции преобразования можно путем шунтирования тензорезистора омическим линейным резистором. Но это влечет за собой уменьшение чувствительности измерительной схемы, которое в отдельных случаях может составлять более 30%.

Так как нелинейность в большей мере проявляется при деформациях растяжения, то тензорезистор можно подвергнуть предварительному растяжению, а затем наклеить на конструкцию. Благодаря этому расширяется линейная область ФП при деформации на сжатие. Недостаток метода заключается в том, что ФП фактически не изменяется, расширение же линейной области происходит за счет смещения начала отсчета деформации, вследствие чего при изменениях в широком диапазоне неизбежно появление погрешностей из-за нелинейности в области деформаций растяжения [2.15, 2.16].

Нелинейность ФП неуравновешенного моста можно использовать для линеаризации ФП тензорезистора. При этом одно плечо рассматривают как измерительное и в него включают активный тензорезистор, а другое — используется как холостое с компенсационным тензорезистором, обладающим более высоким сопротивлением. Кривизна нелинейности моста противоположна кривизне нелинейности активного тензорезистора. Правильный выбор отношения сопротивления компенсационного тензорезистора к сопротивлению активного тензорезистора может обеспечить компенсацию нелинейности [2.15 ... 2.17]. Этим способом чаще всего удается линеаризовать ФП в очень узком диапазоне изменений деформаций.

Влияние нелинейности можно минимизировать также и при помощи моста с двумя тензорезисторами, подвергаемыми растяжению, и двумя тензорезисторами, подвергаемыми сжатию. Падение чувствительности сжимаемых тензорезисторов удается частично возместить возрастанием чувствительности растягиваемых тензорезисторов [2.15...2.17].

Тензорезистор с положительным коэффициентом тензочувствительности (*p*-типа) может быть применен совместно с тензорезистором, у которого отрицательный коэффициент чувствительности (*n*-типа), в смежных плечах моста. Выходные сигналы обоих тензорезисторов, подвергнутых деформации одного знака, аддитивны, но поскольку индивидуальные ФП нелинейны со взаимнопротивоположными кривизнами, то общая зависимость выходного сигнала от деформации частично линеаризуется [2.16]. Добиться линейности во всем диапазоне измеряемых деформаций практически невозможно. Это объясняется тем, что не на всех участках про-

исходит взаимокомпенсация нелинейности из-за различного характера и значений нелинейности ФП.

ФП может линеаризоваться с помощью включения на выходе моста усилителя. При этом нелинейность ФП всей измерительной схемы снижается почти до 1,0 %. Но линеаризация ФП возможна только в определенном и весьма ограниченном интервале деформаций.

Для компенсации нелинейности используют также зависимость выходного сигнала от питания. Если питание моста (ток или напряжение) сделать функционально управляемым, то тем самым можно воздействовать на выходной сигнал с целью уменьшения нелинейности ФП. Рассмотренные способы компенсации нелинейности обладают одним общим недостатком. Это — невозможность достижения линейности ФП полупроводниковых тензорезисторов на всем ее протяжении при воздействии деформирующих усилий, а также снижения нелинейности до значений менее 1,5 %.

Перспективным направлением для разработки схемных методов коррекции характеристик тензорезисторов является использование теории функциональных преобразователей с дробно-рациональной аппроксимацией. Как известно, моделирование дробно-рациональных функций осуществляется многозвенными цепными структурами с обратными связями. Элементами таких структур являются суммирующие устройства и линейно-управляемые усилители. В отличие от функциональных преобразователей тензометрическая схема состоит только из операционных усилителей. Измерительная схема аналогична схеме функционального преобразователя, тензорезистор включается в цепь прямой или обратной связи. Способ включения и количество тензорезисторов в схеме зависит от характера нелинейности и качества термокомпенсации. Нелинейные характеристики тензорезисторов используются в качестве базисных функций, с помощью которых и осуществляется приближение к требуемой зависимости выходного сигнала от измеряемой деформации. ФП тензометрической схемы выражается дробью, содержащей коэффициенты передач линейных элементов измерительной схемы и аналитические выражения нелинейных характеристик тензорезисторов. Подбором коэффициентов передач можно добиться необходимой линеаризации характеристики датчика и требуемой термокомпенсации.

На рис. 2.6 изображена мостовая схема с компенсацией нелинейности полупроводникового тензорезистора простейшим функциональным преобразователем.

Практически все параметры сумматора не зависят от сопротивления тензорезистора. При сбалансированном мосте

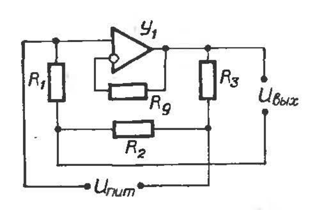


Рис. 2.6.
Тензомост
с компенсирующей
цепочкой

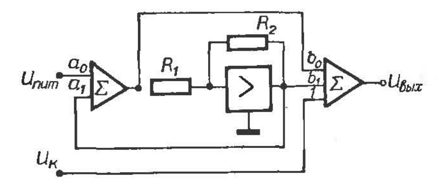


Рис. 2.7.
Тензометрическая измерительная схема, синтезированная на базе функциоиального преобразователя

и начальном значении передачи компенсирующей цепочки выходное напряжение обратится в нуль. Равновесие моста может нарушиться из-за изменения значения коэффициента передачи компенсирующей цепочки. Напряжение на выходе несбалансированного моста будет пропорционально приращению этого коэффициента. Таким образом, характеристику тензорезистора можно линеаризовать за счет свойств компенсирующей цепочки. Остаточная нелинейность содержит и квадратичную составляющую, но подбором постоянного коэффициента ее можно практически свести к нулю. За счет компенсации квадратичного члена линейная часть характеристики расширяется. Погрешность измерения, обусловленная остаточной нелинейностью, имеет тенденцию увеличения с возрастанием деформации, но не достигает значений, которые могли бы оказать существенное влияние на выходное напряжение.

Более совершенной является схема, приведенная на рис. 2.7. В этой схеме тензорезистор может быть включен вместо резистора R_1 либо R_2 и обладает функцией преобразования $R_g = R(\varepsilon)$.

Характеристика параметрического элемента, включающего в себя операционный усилитель, тензорезистор и резистор, определяется способом включения тензорезистора и представляет собой коэффициент передачи, который нелинейно изменяется при изменении измеряемого параметра.

Если корректирующим напряжением пренебречь, то выходной сигнал измерительной схемы определяется как

$$U_{\text{вых}} = \frac{a_0 U_{\text{пит}} [b_0 + b_1 T_{\text{п}}(\varepsilon)]}{1 - a_1 T_{\text{п}}(\varepsilon)}, \quad \textbf{(2.23)}$$

где a_0, a_1 — коэффициенты передачи по соответствующим входам первого сумматора;

b_0 и b_1 — коэффициенты передачи второго сумматора.

Класс нелинейных характеристик преобразования параметрического элемента, которые удовлетворительно корректируются рассматриваемой схемой, определяются дробной функцией

$$T_n(\varepsilon) = \frac{U_{\text{вых}} - a_0 b_0 U_{\text{пит}}}{a_0 b_1 U_{\text{пит}} - a_1 U_{\text{вых}}}. \quad (2.24)$$

На основании анализа можно сделать вывод, что корректирующее устройство с одноканальной обратной связью следует применять в тех случаях, когда характеристика преобразования параметрического элемента с достаточной степенью точности аппроксимируется дробно-рациональной функцией порядка 1/1.

Для расширения корректирующих возможностей измерительных схем можно использовать структуры с многоканальными обратными связями. Из экспериментальных исследований установлено, что достаточно использовать два рабочих датчика, образующих два параметрические элемента, чтобы обеспечить многоцелевую коррекцию. Кроме последовательного наращивания измерительной структуры, можно применять параллельное соединение звеньев, изображенных на рис. 2.8. В этом случае приходим к так называемым параллельным измерительным схемам. Рассмотрим простейшую параллельную схему. Тензорезисторы включены в оба канала потенциометрической схемы, коэффициент передачи операционного усилителя верхнего канала равен a_1, нижнего — a_2. В операционном усилителе ОУ сигналы обоих каналов суммируются.

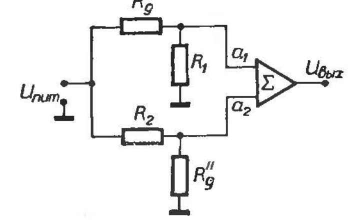


Рис. 2.8.
Потенциометрическая схема с параллельными каналами

Напряжение на выходе измерительной схемы описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{пит}} \left(\frac{a_1 R_1}{R_g'} + \frac{a_2 R_g''}{R_2} \right) \quad (2.25)$$

Значения сопротивлений резисторов должны удовлетворять неравенствам

$$R_1 \ll R_g' \text{ и } R_2 \gg R_g''.$$

Используя вместо R_g его значение, можно записать

$$U_{вых} = U_{пит}(A + B\varepsilon + \delta_н). \quad (2.26)$$

Если параметры схемы выбираются из условия

$$a_2R'_бR''_бC'_1 + a_1R_1R_2[(C'_1)^2 - C'_2] = 0,$$

то в выражении для $\delta_н$, используемом для обозначения суммы нелинейных членов, обратится в нуль коэффициент при квадрате деформации, что равносильно уменьшению нелинейности характеристики. Малый параметр, определяющий остаточную нелинейность измерительной схемы, будет представлять собой функцию высоких степеней измеряемого воздействия, поэтому при малых значениях деформации этой величиной можно пренебрегать.

Развитие микроэлектронной элементной базы позволяет пересмотреть некоторые принципы организации и построения схем компенсации. Микропроцессоры предоставляют более широкие возможности настройки и компенсации погрешностей тензорезисторов [2.19]. Автоматическая настройка с помощью микропроцессора дешевле, чем настройка современного измерительного преобразователя. Кроме того, использование микропроцессоров позволяет дополнительно снизить стоимость измерительного преобразователя благодаря снижению требований к чувствительному элементу.

Сами требования, предъявляемые к чувствительным элементам, принципиально изменяются. На первое место выдвинутся требование временной стабильности ФП. Нелинейности и температурные нестабильности тензорезисторов могут устраняться с нужной точностью посредством микропроцессорных систем.

Для цифровой коррекции ФП тензорезистора обычно аппроксимируют некоторым выражением. При этом погрешность аппроксимации является одной из основных погрешностей. Задача коррекции заключается в определении значений постоянных коэффициентов приближающего выражения ФП тензорезистора и определении зависимости каждого коэффициента от мешающих факторов. Этот этап, так называемой автоматизированной градуировки, проводится обычно на ЭВМ. Коэффициенты, полученные в цифровой форме, заносятся в одно или несколько постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) и в дальнейшем используются для вычисления скорректированного результата измерений.

Следующим этапом является оценка дополнительных методических погрешностей, неизбежно возникающих при округлении чисел. Кроме того, программа вычисления на микропроцессоре должна так составляться, чтобы исключить

операцию деления. Это приводит к появлению дополнительных погрешностей, которые должны быть оценены.

Для исключения инструментальных погрешностей аналогового коммутатора (АК) и аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в системе с микропроцессором (МП) желательно этапы автоматизированной градуировки и коррекции проводить с используемыми устройствами. По показаниям датчиков мешающих параметров (Д) состояние окружающей среды в процессе работы поддерживается адекватным тому, которое было при градуировке.

На рис. 2.9 приведена структурная схема измерительной системы с цифровой коррекцией. На этапе коррекции через аналоговый коммутатор, управляемый МП, происходит считывание показаний датчиков деформации (ИП) и соответствующих датчиков мешающих факторов. По этим показаниям и значениям коэффициентов, извлекаемых из ПЗУ и поступающих в МП через цифровой коммутатор ЦК, МП вычисляет скорректированное значение измеряемой величины. С помощью ИП может быть обеспечена любая требуемая последовательность опроса, что позволяет улучшить информационные показатели всей системы.

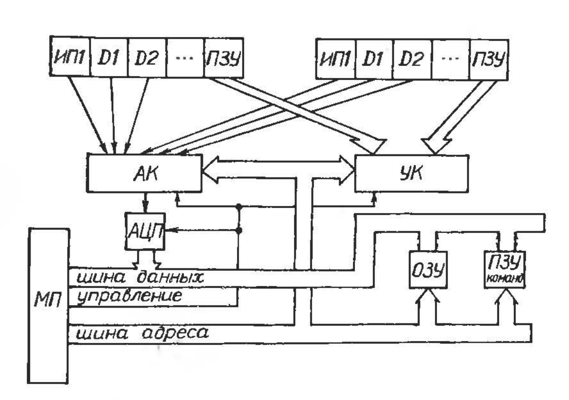


Рис. 2.9. Структурная схема корректирующей системы

При постоянном или медленном изменении мешающих факторов во времени для сокращения продолжительности процесса измерения можно не считывать показания датчиков параметров среды Д при каждом измерении, а хранить их начальные значения и вычисленные по ним МП поправки к коэффициентам в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ). Эти поправки используются при вычислении скорректированного значения измеряемой величины до тех пор, пока параметры окружающей среды не изменятся. При изменении параметров осуществляются измерения новых

значений показаний датчиков и производится перезапись вновь вычисленных поправок в ОЗУ.

Помимо операций линеаризации и термокомпенсации МП способен выполнять и другие дополнительные операции: преобразование кодов, сжатие данных, управление, статистическую обработку данных, сопряжение с ЭВМ. При этом система практически не усложняется, а перечисленные функции реализуются программным путем посредством дополнительных команд, записанных в ПЗУ.

2.3.5. Термокомпенсация характеристик полупроводниковых тензорезисторов

Кроме методов линеаризации ФП полупроводниковых тензорезисторов, в технике тензометрических измерений широко используются и методы термокомпенсации, которые совместно позволяют повысить точность получаемой информации. Температурная погрешность имеет две составляющие: мультипликативную и аддитивную. Мультипликативная составляющая температурной погрешности проявляется в температурном дрейфе чувствительности тензорезистора, которая обуславливается сильной зависимостью коэффициентов легирования полупроводникового материала от температуры. Проявление аддитивной составляющей выражается в температурном дрейфе нуля (изменение нуля выходного сигнала тензоизмерительной схемы при измерении температуры в отсутствии деформирующего усилия).

Все методы температурной компенсации предназначены для компенсации обеих составляющих температурной погрешности и делятся на методы пассивной и активной компенсации. Методы активной компенсации, в свою очередь, подразделяются на аналоговые и цифровые.

Пассивные методы компенсации основаны на включении во входную или в выходную цепи тензоизмерительной схемы пассивных компенсационных элементов. К этим методам относятся:

1. Применение терморезисторов для температурной компенсации. Компенсаторы на основе терморезисторов с одним или двумя дополнительными постоянными резисторами позволяют снизить температурный коэффициент чувствительности в 10 раз в диапазоне температур от -60 до $+60\ ^\circ C$.

2. Применение балансных схем. Например, при применении мостовой схемы весьма эффективно включение компенсационного тензорезистора в смежное плечо измерительного моста.

3. Применение тензорезисторов с коэффициентом тензо-

чувствительности противоположного знака по отношению друг к другу, включаемых в противоположные плечи моста.

4. Компенсация выходного сигнала с помощью термопар. Электродвижущая сила при этом компенсирует составляющую выходного напряжения, обусловленную влиянием температуры на тензорезисторы. Для более точной компенсации миниатюрные термопары располагают в непосредственной близости от тензорезистора.

5. Применение тензорезисторов, выполненных из полупроводникового материала с высокой концентрацией примесей, что приводит к некоторому снижению коэффициента тензочувствительности при одновременном уменьшении температурной зависимости.

Существующие в проволочной тензометрии методы температурной компенсации могут применяться и для полупроводниковых тензорезисторов. Причем для последних необходимо компенсировать не только «кажущуюся» деформацию (аддитивную составляющую) и изменение сопротивления с температурой, но и изменение тензочувствительности.

Если тензорезистор используется при фиксированных повышеных температурах, то учет влияния температуры на показания тензорезистора производится сравнительно просто: мост балансируется при данной температуре, благодаря чему автоматически учитывается изменение сопротивления тензорезистора по отношению к сопротивлению при комнатной температуре. Балансировка может осуществляться вручную, но чаще всего применяют автоматические системы [2.15 ... 2.17]. Различие же в величинах коэффициентов линейного расширения тензорезистора и детали приводит к дополнительной деформации тензорезистора ($\alpha_g < \alpha_{дет}$). Учет ее влияния производится путем смещения начала координат на значение деформации, обусловленной разницей в коэффициентах линейного расширения материала тензодатчика и детали [2.15].

Широко распространенным методом температурной компенсации изменения сопротивления является включение компенсационного тензорезистора в смежное плечо измерительного моста. Компенсационный тензорезистор должен быть наклеен на компенсационную пластину из материала исследуемой детали, иметь температуру, одинаковую с рабочим тензорезистором и не подвергаться деформации. Тепловые характеристики и коэффициенты тензочувствительности обоих тензорезисторов должны быть одинаковы [2.15 ... 2.21].

Наряду с этим методом находят применение и его модификации, использующие особенности полупроводниковых кристаллов.

Как уже отмечалось, тензочувствительность по различным осям кристалла неодинакова, а в некоторых направлениях она близка нулю. Поэтому тензоэлемент, вырезанный из нитей в направлении оси с минимальной тензочувствительностью, позволяет добиться довольно хорошей компенсации влияния температуры при размещении его около рабочего тензорезистора (температура элементов должна быть одинаковой) и включения рабочего и компенсационного тензорезисторов в смежные плечи измерительного моста. При этом одинаковые изменения сопротивления рабочего и компенсационного элементов от температуры будут компенсированы, а выходной сигнал будет определяться значением механической деформации, которую испытывает рабочий тензорезистор. Компенсационный тензорезистор нет необходимости располагать особым образом, добиваясь отсутствия его деформации, благодаря чему возможности метода существенно расширяются [2.15, 2.17.].

Еще одной модификацией метода является подбор двух тензорезисторов с одинаковыми температурными коэффициентами сопротивления, но с противоположными по знаку коэффициентами тензочувствительности. С этой целью в сопряженных плечах моста используются тензоэлементы *n*- и *p*-типа. Тензодатчик *p*-типа вырезан в направлении (111) в кристалле кубической симметрии. Он обладает положительным коэффициентом тензочувствительности и положительным температурным коэффициентом. Тензоэлемент *n*-типа, вырезанный в направлении (100) в кристалле с кубической симметрией, имеет отрицательный коэффициент тензочувствительности и положительный температурный коэффициент. Это приводит к компенсации температурных изменений сопротивления и увеличивает тензочувствительность схемы. Если температурные коэффициенты тензочувствительности отрицательного и положительного тензорезисторов неодинаковы, то разница полностью может компенсировать «кажущуюся» деформацию [2.16, 2.17]. Такие датчики в комплекте выпускаются промышленностью и их называют составными.

Рассмотренные методы компенсации влияния температуры на результаты измерений с помощью полупроводниковых тензорезисторов применимы при условии, что окружающая температура и температура тензорезистора одинаковы. Нарушение указанного условия может привести к существенным погрешностям в измерениях и сделать эти измерения недостоверными даже при комнатной температуре.

Для компенсации температурной погрешности широко применяются термочувствительные элементы. Термопары, на-

пример, монтируются вблизи тензорезистора [2.15, 2.16]. Чтобы повысить точность измерений, миниатюрные термопары встраиваются в тензодатчики, а компенсация осуществляется вручную или автоматически.

При динамических измерениях деформация изменяется обычно быстрее, чем температура. Изменения сопротивления тензорезисторов, обусловленные влиянием температуры, могут быть легко отфильтрованы и никакой компенсации дрейфа «нуля» не нужно. Одним из методов компенсации является управление приложенным к цепи напряжением при помощи температурочувствительного устройства, смонтированного вблизи тензочувствительного элемента. Но введение термистора в выход моста изменяет эффективный выходной импеданс, что регистрируется контролирующим прибором и проявляется в виде погрешности.

Почти во всех случаях маленькая термопара может быть установлена вблизи тензочувствительного элемента, чтобы регистрировать температуру одновременно с деформацией и осуществлять коррекцию по изменению сопротивления и чувствительности с помощью градуировочных кривых.

В настоящее время уже выпускаются датчики с самокомпенсацией температурной погрешности, из которых наиболее широко известны следующие:

1. Датчики с температурной компенсацией термистором. В датчике используется миниатюрный термистор, шунтирующий активную тензометрическую нить [2.16].

2. Миниатюрный полуактивный мост с тензорезисторами *p*-типа /положительный коэффициент чувствительности/ и *n*-типа /отрицательный коэффициент чувствительности/, включенными в сопряженные плечи моста [2.16].

У этих датчиков нечувствительность ФП к температуре наблюдается до 35 ° С. При более высоких температурах может проявляться обратный эффект в результате различия в коэффициентах линейного расширения испытываемого материала и полупроводниковых нитей.

Более совершенными являются активные методы температурной компенсации. Они обеспечивают во входной цепи моста изменение питающего напряжения или тока в соответствии с температурной зависимостью ФП. Для этих целей применяются операционные усилители с термистором в цепи обратной связи.

Возможно также включение операционного усилителя на выходе моста. Только в этом случае необходимо учитывать характер ФП моста и характеристику операционного усилителя с термистором в цепи обратной связи.

Дальнейшим развитием способов термокомпенсации яв-

ляется разработка универсальных схем термокомпенсации ФП тензорезисторов. Универсальность этих схем заключается в том, что они обеспечивают одновременную компенсацию мультипликативной и аддитивной составляющих температурной погрешности и применимы для различных включений тензорезисторов. Эти схемы можно разделить на аналоговые и цифровые. Кроме уже описанных схем, к аналоговым относятся и схемы, позволяющие поддерживать постоянной температуру тензорезистора при помощи разогрева подложки интегральным нагревателем. Недостатком этого метода является необходимость перегрева тензорезистора до температуры выше максимально рабочей, что приводит к резкому возрастанию потребляемой мощности.

В цифровых схемах коррекцию производят на этапе обработки сигнала.

Использование микропроцессора в тензодатчике не обеспечивает решения всех вопросов по устранению погрешностей, не всегда удается физическое объединение микропроцессора и тензорезистора; слишком сложными получаются алгоритмы обработки сигналов и не всегда это оказывается экономически выгодным.

2.3.6 Тензодиоды и тензотранзисторы

Наряду с полупроводниковыми тензорезисторами отечественной промышленностью выпускаются тензодиоды и тензотранзисторы, которые рассмотрим вкратце в этом разделе, хотя их принцип действия несколько сложнее, чем тензорезисторов. Качественные характеристики тензодиодов и тензотранзисторов, а также механизм влияния деформаций на параметры полупроводниковых приборов хорошо и подробно описаны в литературе [2.9 ... 2.11].

Коэффициент тензочувствительности диодов достигает 3000, но при этом ухудшается линейность и температурная стабильность. Диапазон измеряемых деформаций и тензочувствительность в рабочем интервале температур можно установить путем изменения сопротивления шунтирующего резистора и, следовательно, значением тока, протекающего через диод.

Принципиальные конструктивные схемы тензодиодов и тензотранзисторов [2.11] не отличаются от конструктивных схем обычных полупроводниковых приборов. Технология их изготовления ничем также не отличается от планарной технологии изготовления обычных полупроводниковых приборов. По сравнению с обычными транзисторами тензотранзис-

торы имеют низкий коэффициент передачи тока. Кроме того, тензотранзистор чувствителен к механическим колебаниям от 0 до 100 кГц и применяется в качестве быстродействующих переключателей бесконтактного управления и регулирования. Тензотранзисторы также как и обычные транзисторы включаются в схемы с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором.

В последние годы появились тензочувствительные приборы, состоящие из тензодиода и транзистора, причем транзистор служит для усиления сигнала, поступающего с тензодиода. Такая структура выполняется в виде одного элемента.

Помимо специально выпускаемых тензодиодов и тензотранзисторов в качестве тензочувствительных элементов используются обычные диоды, стабилитроны, светодиоды и т. п. Основные параметры таких тензочувствительных элементов уступают параметрам тензодиодов и тензотранзисторов. Для последних свойственна высокая тензочувствительность, относительно хорошая линейность ФП и малая зависимость коэффициента тензочувствительности от температуры. В связи с этим тензодиоды и тензотранзисторы широко применяются в датчиках малых деформаций, малых давлений, гидрофонах и сейсмографах.

2.4. ПРОВОЛОЧНЫЕ ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Термообразователи, принцип действия которых основан на использовании зависимости электрического сопротивления материала чувствительного элемента от температуры называются терморезисторами. Согласно ГОСТ 6651—84 их называют термопреобразователями сопротивления.

2.4.1. Материалы терморезистивных элементов

Для преобразований температуры используют материалы, обладающие стабильностью ТКС, воспроизводимостью электрического сопротивления для данной температуры, значительным удельным электрическим сопротивлением и высоким ТКС, стабильностью химических и физических свойств при нагревании, инертностью к воздействию исследуемой среды.

Из проводниковых материалов широкое применение получила платина. Этот благородный металл даже при высоких температурах в окислительной среде не изменяет своих физи-

ческих и химических свойств. Температурный коэффициент сопротивления в диапазоне 0 ... 100 °C составляет примерно 1/273 °C, удельное сопротивление при 20 °C равно 0,105 Ом $мм^2$/м, диапазон преобразуемых температур составляет — 260 ... + 1300 ° C [2.22 ... 2.24].

Температурная зависимость сопротивления платины в диапазоне 0 ... 600 ° C описывается уравнением

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2), \tag{2.27}$$

где R_t, R_0 — сопротивления преобразователя при температурах t и 0 ° C;

A и B — постоянные коэффициенты для платиновой проволоки, применяемой в промышленных термопреобразователях температуры:

A = 3,96847 × 10^{-3} 1/ ° C;

B = — 5,847 10^{-7} 1/ ° C^2.

Уравнение (2.27) может быть переписано в форме, данной Х. Л. Каллендаром и приведенной в работе [2.22]:

$$t = \frac{1}{\alpha}\cdot\left(\frac{R_t}{R_0} - 1\right) + \beta\left(\frac{t}{t_{100}} - 1\right)\frac{t}{t_{100}},$$

где t — температура в ° C;

$$\alpha = \frac{1}{t_{100}}\left(\frac{R_{100}}{R_0} - 1\right);\ t_{100} = 100\,°\,C.$$

Связь между коэффициентами последнего выражения и выражения (2.27) определяется соотношениями:

$$A = \alpha\left(1 + \frac{\beta}{t_{100}}\right);\ \alpha = A + Bt_{100};$$

$$B = -\frac{\alpha\beta}{t_{100}^2};\ \beta = \frac{Bt_{100}^2}{A + Bt_{100}}.$$

В интервале температур 0 ... — 200 ° C зависимость сопротивления платины от температуры имеет вид

$$R_t = R_0(1 + A_t + B_t^2 + C(t - 100)^3), \tag{2.28}$$

где C = — 4,3558 10^{-12} 1/ $°C^3$ — постоянный коэффициент;

$$W_{100} = \frac{R_{100}}{R_0} = 1{,}3910.$$

Зависимости (2.27) и (2.28) в интервале от — 200 до + 650 ° C являются весьма точной аппроксимацией функции преобразования платиновых преобразователей температуры, вследствие чего их используют как эталонные для воспроизведения Международной температурной шкалы. К недостаткам платиновых преобразователей температуры относится

довольно высокая загрязняемость платины при высоких температурах парами металлов (особенно железа), сравнительно невысокая химическая стойкость в восстановительной среде, в результате чего она становится хрупкой, теряет стабильность характеристик.

Медь, благодаря своей низкой стоимости широко применяется в преобразователях температуры в диапазоне $-200 \ldots +200$ °С. Температурный коэффициент меди $\alpha_т = 4{,}28 \cdot 10^{-3}$ °С$^{-1}$, зависимость электрического сопротивления от температуры — линейная:

$$R_t = R_0(1 + \alpha_т t).$$

К недостаткам медных преобразователей температуры относится высокая окисляемость меди при нагревании, поэтому терморезисторы из меди применяются в указанном сравнительно узком диапазоне температур в средах с низкой влажностью и при отсутствии агрессивных газов.

Кроме платины и меди, для чувствительных элементов термопреобразователей температуры применяют никель, вольфрам и другие чистые металлы (табл. 2.5).

Таблица 2.5

Некоторые физические свойства материалов терморезистивных преобразователей (при 20 °С)

Материал	ТКС 10^{-3} 1/°С	Удельное сопротивление, Ом · мм²/м	Температура плавления, °С	Термо-э.д.с. в паре с медью, мкВ/°С
Платина	3,91 (3,85) *	0,105	1773	7,5
Медь	4,28 (4,26) *	0,017	1083	0
Никель	6,3...6,6	0,068	1455	22,5
Вольфрам	4,82	0,055	3410	0,5
Молибден	4,57	0,052	2630	
Рений	3,11	0,211	3170	
Родий	4,57	0,047	1960	
Графит	0,02	46,0	3870	
Платинородий (20 % родия)	1,21	0,160	1900	

* Для импортных преобразователей

Никель химически стойкий материал даже при высоких температурах, однако имеет сложную зависимость сопротивления от температуры и невысокую ее воспроизводимость. В диапазоне температур $-60 \ldots +180$ °С температурная зависимость сопротивления никеля следующая:

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2 + C(t - 100)t^2),$$

где $A = 0{,}00549$ 1/°С, $B = 0{,}680 \cdot 10^{-5}$ 1/°С², $C = 0{,}924 \cdot$

$\cdot 10^{-8}$ 1/ °C^3 постоянные коэффициенты. При $t \leqslant 100$ °C член $C(t - 100)t^2 = 0$.

Тугоплавкие металлы — вольфрам, молибден, тантал и ниобий — имеют ограниченное применение. Влияние рекристаллизации и роста зерен в результате действия температуры делает чувствительный елемент из этих материалов хрупким и поэтому очень чувствительным к механическим вибрациям.

Сплавы, обладающие более высоким удельным электрическим сопротивлением, чем чистые металлы, не нашли применения как материалы чувствительных элементов термопреобразователей из-за сравнительно низкого ТКС, значение которого в значительной степени зависит от количественного и качественного состава примесей.

2.4.2. Основные характеристики терморезистивных преобразователей

Сейчас серийно выпускаются терморезистивные преобразователи с платиновыми (ТСП) и медными (ТСМ) чувствительными элементами (ЧЭ). Первые предназначены для преобразования температуры в диапазоне от — 260 до 1000 ° С; вторые — от — 200 до + 200 ° С (табл. 2.6) (ГОСТ 6651—84).

Таблица 2.6

Основные типы терморезнстивных преобразователей и диапазоны преобразуемых температур

Тип преобразователя	Номинальное сопротивление при 0 ° С, Ом	Условное обозначение номинальной статистической характеристики (международное)	Диапазон преобразуемых температур, ° С
Платиновый (ТСП)	1	1П (*Pt* 1)	0...+1100
10	10	10П (*Pt* 10)	—200...+1000
	50	50П (*Pt* 50)	—260...+1000
	100	100П (*Rt* 100)	—260...+1000
	500	500П (*Pt*500)	—260...+ 300
Медный (ТСМ)	10	10М (*Cu*20)	—50...+200
	50	50М (*Cu*50)	—50...+200
	100	100М (*Cu*100)	—200...+200
Никелевый (ТСН)			—60...+180

Стандартом ГОСТ 6651—84 на терморезистивные преобразователи нормируются допустимые отклонения сопротивления R_0 при температуре 0 ° С в процентах от номинального

значения (табл. 2.7), а также допустимые отклонения отношений W_{100} сопротивления R_{100} при 100 °C к сопротивлению R_0 (табл. 2.8) для различных классов точности.

Таблица 2.7

Пределы допускаемых отклонений сопротивления R_0 от номинального при 0 °C значения, %

Тип преобразователя	Класс допуска		
	A	B	C
Платиновый (ТСП)	± 0,05	± 0,1	± 0,2
Медный (ТСМ)	—	±0,1	±0,24
Никелевый (ТСН)	—	—	0,24

Таблица 2.8

Наименьшее допускаемое значение отношений $W_{100} = \frac{R_{100}}{R_0}$

Тип преобразователя	Наименьшее допускаемое значение W_{100} для различных классов			
	A	B	C	Номинальные значения W_{100}
ТСП	1,3845 1,3905	1,3840 1,3900	1,3835 1,3898	1,3850 1,3910
ТСМ	—	1,4250 1,4270	1,4240 1,4260	1,4260 1,4280

Независимо от классов допуска имеются по два номинальных значения W_{100} для ТСП (1,3850 и 1,3810) и для ТСМ (1,4260 и 1,4280) и один для ТСН (1,6170 для класса C).

Основными источниками погрешностей терморезистивных преобразователей температуры являются неточность подгонки R_0 и отклонение W_{100} от номинального, а также нестабильность этих параметров за время эксплуатации, причем временные изменения R_0 и R_{100} зависят от измеряемой температуры [2.22 ... 2.25]. Относительные погрешности терморезистивных преобразователей (в %), обусловленные неточностью подгонки R_0 и отклонением W_{100} от номинального значения, определяются выражениями [2.22]

$$\delta_{\text{под2}} = \delta_{R0} \frac{1 + \mathrm{A}t + \mathrm{B}t^2}{(\mathrm{A} + 2\mathrm{B}t)t} \cdot 100 \quad (2.29)$$

$$\delta_{\text{отнош}} = \frac{\triangle \mathrm{A}}{\mathrm{A} + 2\mathrm{B}t} \cdot 100, \quad (2.30)$$

где δ_{R_0} — относительное отклонение R_0 от номинального значения; $\triangle A$ — отклонение коэффициента A от номинального значения. Поскольку

$$\triangle A \approx \frac{\triangle W_{100}}{100},$$

$$\delta_{\text{отнош}} \approx \frac{\triangle W_{100}}{A + 2Bt}, \qquad (2.31)$$

где $\triangle W_{100} = W_{100} - W_{100_{\text{ном}}}$; W_{100} и $W_{100_{\text{ном}}}$ — действительное и номинальное значения отношения R_{100} и R_0 соответственно.

Нестабильность терморезистивных преобразователей (ТРП) объясняется изменением значения R_0 и W_{100} вследствие загрязнения чувствительного элемента конструкционными материалами. Погрешности, возникающие вследствие изменений R_0 и W_{100}, имеют разные знаки, поэтому они частично компенсируются.

В технических условиях на преобразователи указываются допускаемое значение тока через чувствительный элемент и вызываемый им нагрев с соответствующим изменением сопротивления при внешней температуре 0 °С. Поскольку в ТПР объем материала чувствительного элемента по сравнению с объемом пространства, занимаемого самим элементом незначителен, поверхность охлаждения целесообразно определять как поверхность проволоки ЧЭ или принять [2.22], что нагрев ЧЭ измерительным током I равен

$$\triangle t = CI^2 \ \frac{4\rho}{\pi^2 d^3},$$

откуда ток нагрева

$$I = C' d^{3/2} \triangle t^{1/2},$$

где $C' = \dfrac{\pi}{2\sqrt{\rho C}}$;

C — коэффициент пропорциональности, равный $\dfrac{\triangle tS}{P}$ (S — поверхность охлаждения проволоки);
P — мощность, выделяемая в термопреобразователе;
d — диаметр проволоки ЧЭ;
ρ — удельное сопротивление проволоки.

Если погрешность от нагрева должна быть пренебрежимо малой, то ее принимают равной $\dfrac{1}{5}$ предела абсолютной допускаемой погрешности изменения температуры $\triangle t_{\text{доп}}$, то есть

$$\triangle_{\text{нагр.}} = \frac{\triangle t_{\text{доп}}}{5}.$$

Тогда максимально допустимое значение измерительного тока определится из выражения

$$I^2/I^2_{1\,°C} = \frac{\Delta_{нагр}}{I_{1\,°C}}.$$

Откуда нетрудно получить

$$I = I_{1\,°C}\sqrt{\frac{\gamma t_N}{1\,°C}}, \qquad (2.32)$$

где $I_{1\,°C}$ — значение тока, вызывающего нагрев ТРП на 1 ° С в диапазоне температур от t_{min} до t_{max};

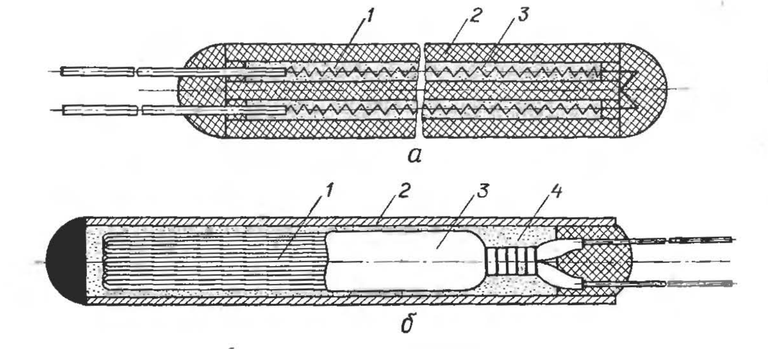
t_N — нормирующее значение диапазона измерений, равное $t_{max} - t_{min}$;

γ — допускаемая приведенная погрешность измерения температуры.

2.4.3. Конструкции терморезистивных преобразователей

Конструктивные формы чувствительных элементов терморезистивных преобразователей температуры в зависимости от пределов преобразуемых температур, условий эксплуатации и т. п. очень разнообразны. В последнее время была проведена большая работа по унификации конструкций и характеристик терморезистивных преобразователей [2.25, 2.26]. Одна из наиболее распространенных конструкций чувствительного элемента современного платинового терморезистивного преобразователя температуры (рис. 2.10а) имеет вид спирали *3*, помещенной в канавках двух- или четырехканального керамического каркаса *2* и уплотненной порошкообразной окисью алюминия *1*. Окись алюминия является хорошим электрическим изолятором, обладает большой теплостойкостью и хорошей теплопроводностью. Крепление платиновой спирали к каркасу осуществляется с помощью глазури на основе окиси алюминия и кремния. Такая конструкция отличается хорошей герметичностью и малой загрязняемостью, обеспечивает незначительные механические напряжения в материале чувствительного элемента, высокую защищенность платиновой спирали, позволяющую в отдельных случаях использовать термопреобразователь без защитной арматуры.

Чувствительный элемент медных термопреобразователей сопротивления представляет собой бескаркасную обмотку *1* из медной изолированной проволоки (рис. 2.10,*б*). Сверху обмотка покрывается фторопластовой пленкой *3*. Для обеспечения необходимой механической прочности обмотка по-



2.10.
Конструкции чувствительных элементов терморезистивных преобразователей температуры:
а — платинового; *б* — медного

мещается в тонкостенную металлическую гильзу *2*, засыпается керамическим порошком *4* и герметизируется.

На рис. 2.11 показаны две конструктивные разновидности погружаемых терморезистивных преобразователей температуры. В приведенных конструкциях для защиты от влияния внешних механических воздействий чувствительный элемент *4* помещен в защитную арматуру *3* (обычно из нержавеющей стали). Для крепления датчика на объекте исследования

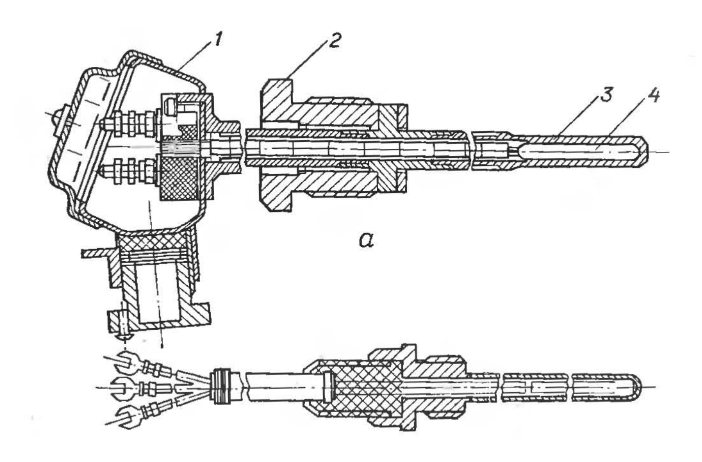


Рис. 2.11.
Конструкция погружаемых ТРП

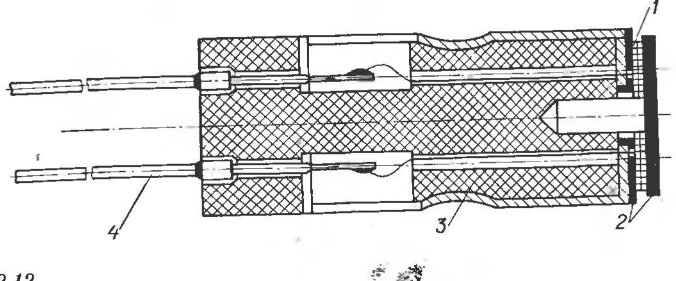


Рис. 2.12.
Конструкция поверхностного ТРП

предусмотрен подвижный или неподвижный штуцер *2*. Выводы чувствительного элемента внесены на контактную колодку головки *1* датчика (рис. 2.10,*а*), а в преобразователях без головки (рис. 2.11*б*) они имеют соответствующую заделку и заканчиваются обычно наконечниками.

Кроме погружаемых ТРП, выпускаются поверхностные термопреобразователи. Их назначение предопределило «плоскую» конструкцию ЧЭ поверхностного ТРП. Такой ЧЭ представляет собой намотку из платины диаметром 0,05 мм, покрытую винифлексовым лаком; он установлен в непосредственной близости от дна защитной гильзы (рис. 2.12). На рис. 2.12 обозначены: *1* — чувствительный элемент; отделенный от исследуемого объекта и колодки *3* прокладками *2*; *4* — выводы.

Это конструктивное решение положено в основу изготовления серийно выпускаемых поверхностных терморезистивных преобразователей, обеспечивающих верхний предел измерения температуры до 150 ° С.

Платиновые терморезистивные преобразователи выпускают одинарными и двойными. В одинарный ТРП вмонтирован один чувствительный элемент, а в двойном в общую арматуру помещены два чувствительных элемента, электрически между собой не связанные. Медные ТРП бывают только одинарными [2.25].

2.4.4. Типы и характеристики выпускаемых терморезистивных преобразователей

Среди терморезистивных преобразователей, выпускаемых серийно, кроме погружаемых и поверхностных выпускают ТРП для преобразования температуры в помещениях.

Некоторые типы и характеристики погружаемых ТРП приведены в табл. 2.9.

Под показателем тепловой инерции в табл. 2.9 подра-

зумевается время, необходимое для того, чтобы при внесении ТРП в среду с постоянной температурой, разность температуры среды и любой точки ТРП составила 0,37 значения температуры, которую имела среда в момент установления регулярного теплового режима [2.25]. Показатель тепловой инерции ТРП, определенный при коэффициенте теплоотдачи, равном бесконечности не должен превышать следующих значений: для ТРП с большой инерционностью — 4 мин; для ТРП со средней инерционностью — 1 мин 20 с; для ТРП с малой инерционностью 8 с.

Таблица 2.9

Некоторые типы погружаемых ТРП

ТРП	Исследуемая среда	Пределы измерения, °С	Обозначения градуировочной характеристики	Показатель тепловой инерции, с
ТСП—0879	Жидкая и газообразная	—260...+600	*Pt*50	20
ТСМ—1088	То же	— 50...+180	50*М*; 100*М*	20; 30; 60; 120
ТСМ—1188	—»—	— 50...+180	50*М*; 100*М*	20; 40; 60; 120
ТСП—1287	—»—	—220...+500	*Pt*50; *Pt*100	8
ТСП—0581	Жидкая и газообразная среда, не разрушающая арматуру	0... 200		40
ТСП—361—01	Вода морская	— 2...+ 32		0,5
ТСП—1187	Агрессивные среды во взрывоопасных помещениях	—200...+500	*Pt*50; *Pt*100	8
ТСМ—1187	То же	— 50...+180	*Cu*50; *Cu*100 *Cu*2000;	20

Примеры типов и характеристик поверхностных ТРП и ТРП для измерения температуры помещений приведены в таблице 2.10.

Таблица 2.10

Серийно выпускаемые поверхностные ТРП и ТРП для измерения температуры помещений

Тип ТРП	Исследуемая среда	Пределы измерения, °С	Обозначения градуировочной характеристики	Показатель тепловой инерции, с
ТСМ—1388	Подшипники	—50 ... +120	50м	8
ТСП—0987	Температура воздуха	—50 ... +100	*Pt*100	70
ТСМ—0987	То же	—50 ... +100	*Cu* 50	70

В таблице 2.11 приведены основные характеристики преобразователей температуры в унифицированные сигналы,

т. е. собственно датчиков температуры, не только преобразующих температуру в сопротивление, но и обеспечивающих усиление сигнала первичных преобразователей, гальваническое разделение цепей первичного преобразования, аналого-цифровое преобразование сигнала и получение токового сигнала 0...5 или 4...20 мА.

Таблица 2.11

Преобразователи температуры в унифицированные сигналы

Тип преобразователя	Диапазон преобразуемых температур, °С	Предел основной допускаемой погрешности, %	Показатель тепловой инерции, С	Примечание
ТСПУ-0183	−200...+ 50	1,0	20; 40; 60	Диапазон преобразования и предел основной допускаемой погрешности зависит от порядкового номера исполнения
	−25...+25	1,0	—»	
	0...+100	0,5	—»—	
	0...+200	0,5	—»—	
	+ 50...+100	1,0	—»—	
	−200...+ 50	1,0	—»—	
	− 50...+400	0,25	—»—	
	0...+600	1,0	—»—	
ТСМУ-0283	0... + 50	1,0	—»—	—»—
	− 25...+ 25	1,0	—»—	
	0... +100	0,5	—»—	
	0... +200	0,5	—»—	
	+ 50...+100	1,0	—»—	

2.4.5. Погрешности измерения температуры посредством терморезистивных преобразователей и схемы включения последних

При подключении ТРП к измерительному прибору в основном возникают погрешности, обусловленные:
отклонениями параметров ТРП (R_0, W_{100}) от номинальных при изготовлении и эксплуатации;
основными и дополнительными погрешностями измерительного прибора;
наличием сопротивлений линий связи и их изменением при изменении температуры окружающей среды и во времени;
погрешностям метода измерения.

При питании ТРП переменным током возникают погрешности из-за наличия собственных паразитных емкостей и индуктивностей чувствительного элемента ТРП и распределенных реактивностей линии связи.

Рассмотрим погрешности более детально.

1. Погрешность ТРП зависит от точности подгонки сопротивления отношения W_{100}. Как указано в [2.22], при существующих методах и средствах подгонки значения R_0 ТРП весьма трудно обеспечить погрешность этой подгонки не бо-

лее 0,2 погрешности измерительного прибора. Поэтому ТРП следует подгонять по определенному классу, но сопротивление измерять на порядок точнее по сравнению с этим классом, указывая на термопреобразователе и его точное значение, а в измерительном приборе предусмотреть возможность учета неточной подгонки чувствительного элемента [2.22, 2.23].

Погрешность из-за отклонения от номинального значения W_{100} в основном определяется значением отклонения коэффициента А [2.25]. Для повышения достоверности результата измерения рекомендуется [2.22] подбирать значение отношения W_{100} по классу В, указав на ТРП это значение с округлением до $\pm$ 0,0001 и в измерительном (вторичном) приборе предусмотреть возможность учета отклонения W_{100} от номинального. Необходимо также учитывать изменение W_{100} в процессе эксплуатации, зависящее не только от времени наработки при определенной температуре, но и от условий эксплуатации.

Кроме рассмотренных погрешностей, терморезистивным преобразователям присущи погрешности от самогрева тела резистора измерительным током. С точки зрения обеспечения ничтожно малой погрешности от нагрева значение тока, протекающего через резистор, нужно выбирать как можно меньше, но при этом резко падает чувствительность измерительной цепи, в которую включен чувствительный элемент ТРП. Поэтому при заданной погрешности измерения γ значение тока I целесообразно определять из выражения (2.32).

2. Если в качестве измерительного прибора применен аналоговый (показывающий или регистрирующий) прибор, класс точности которого определяется пределом основной допускаемой приведенной погрешности γ, то предел относительной погрешности данного показания прибора δ находится из выражения

$$\delta = \frac{\gamma X_N}{X},$$

где X_N — нормирующее значение, которое устанавливается в зависимости от вида шкалы;

X — показание прибора. Например, если измерительный прибор, в цепь которого включен чувствительный элемент ТРП на данном этапе имеет пределы измерений 200 и 600 °С, то $X_N = 400$ °С.

В случае использования в качестве вторичного цифрового прибора, его класс точности, как правило, записывается в виде дроби c/d. Тогда предел относительной погрешности прибора при показании определяется по формуле

$$\delta = c + d\left[\left|\frac{X_N}{X}\right| - 1\right].$$

3. Погрешность от влияния сопротивления линии связи ТРП и измерительного прибора зависит прежде всего от вида измерительной схемы, поэтому эти погрешности рассмотрим при описании методов подключения чувствительного элемента ТРП в измерительную цепь. Особое внимание нужно уделять выбору способа подключения в измерительную схему ЧЭ преобразователей, имеющих незначительное сопротивление при $T = 0\,°C$ (0,01...0,1 Ом). Такие ТРП из тугоплавких металлов и сплавов используются для измерения высоких температур.

В зависимости от конструктивного исполнения ТРП возможно его подключение в измерительную схему посредством двух, трех или четырех проводов. Двухпроводная схема может быть использована только для измерений при непосредственной близости объекта измерения, на котором размещен ТРП, и измерительного прибора. При любом методе измерения сопротивления ТРП с двухпроводной линией связи возникает погрешность:

$$\delta_л = \frac{\Delta R_{л1} + \Delta R_{л2}}{R_t} \cdot 100\,\%,$$

где $\Delta R_{л1}$ и $\Delta R_{л2}$ — изменения сопротивлений линии при изменении температуры внешней среды и во времени.

Номинальные значения $R_{л1}$ и $R_{л2}$ нетрудно учесть при градуировке прибора.

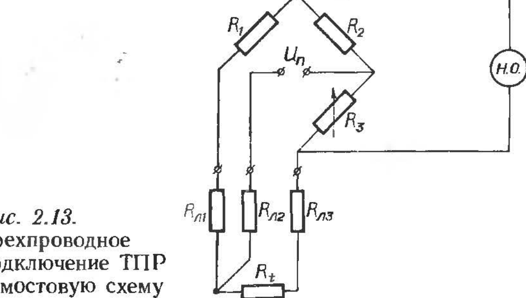


Рис. 2.13. Трехпроводное подключение ТПР в мостовую схему

ТРП с тремя соединительными проводами очень часто включают в мостовые измерительные цепи [2.27] (рис. 2.13). На рис. 2.13 обозначены: R_t — сопротивление ЧЭ; R_1 и R_2 — сопротивление плеч моста; R_3 — сопротивление плеча сравнения; U_n — напряжение питания моста; $H.O.$ — нуль-орган (указатель равновесия мостовой схемы).

Из условия равновесия моста $(R_t + R_{л3})\ R_2 = (R_1 + R_{л1})R_3$ можно определить

$$R_t = \frac{R_1R_3 + R_3R_{л1} - R_2R_{л3}}{R_2}.$$

Если учесть лишь изменения сопротивлений линии, то относительная погрешность от влияния линии

$$\delta_л = \frac{\Delta R_{л1}}{R_1} - \frac{\Delta R_{л3}R_2}{R_1R_3} = \frac{\Delta R_{л1}}{R_1} - \frac{\Delta R_{л3}}{R_t}.$$

Отсюда следует, что когда изменения сопротивления $R_{л1}$ и $R_{л2}$ равны, погрешность от влияния сопротивлений линии может быть равной нулю лишь в одной точке диапазона измерения, когда $Rt = R_1$. Эту точку можно выбрать посредине диапазона, т. е. $R_1 = \dfrac{R_{tmax} - R_{tmin}}{2}$ и таким образом уменьшить влияние во всем диапазоне.

При использовании неуравновешенных мостов выходное напряжение моста не только зависит от R_t, но и является нелинейной функцией приращения сопротивления одного из плеч [2.27]. Включение мостовых схем в цепях обратных связей операционных усилителей дает возможность устранить оба недостатка [2.28].

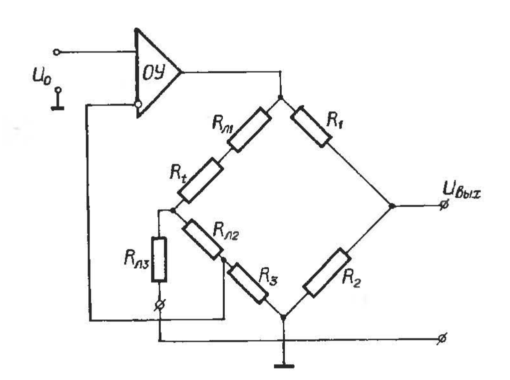


Рис. 2.14. Включение термоэлектрического моста в цепь ООС операционного усилителя

Рассмотрим мостовую схему (рис. 2.14), в которой ЧЭ (R_t) подключен посредством трехпроводной линии, а часть моста включена в цепь последовательной отрицательной обратной связи (ООС) по выходному току [2.28]. На резисторе R_3 с помощью операционного усилителя (ОУ) поддерживается постоянное напряжение, равное опорному U_0. За счет этого поддерживается постоянство тока через сопротивление R_t независимо от изменения R_1 и $R_{л2}$. Если $R_1 = R_2 = R_3 = R_t$ и $R_t = R_0 + \Delta R_t$, то выходное напряжение

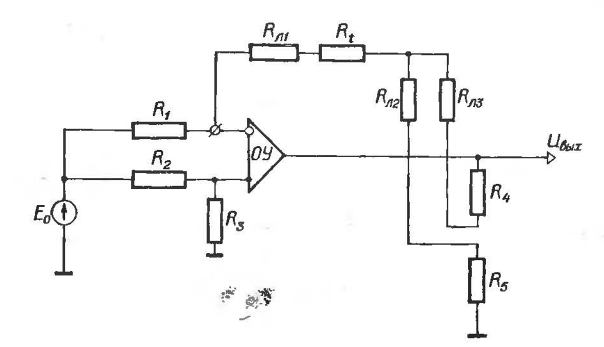


Рис. 2.15.
Трехпроводное подключение ТРП в цепь ООС операционного усилителя

$$U_{вых} = \frac{U_0}{R_3}(R_2 + R_3 + R_{л1} + R_{л2})\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{U_0}{R_2}(R_3 + R_{л2}) =$$

$$= \frac{U_0}{2R_0}(\Delta R_t + R_{л1} - R_{л2}).$$

Таким образом, при использовании в мостовой схеме ОУ достигается двойной эффект: устранение влияния на результат преобразования сопротивлений линии при $\Delta R_{л1} = \Delta R_{л2}$ и линейная зависимость $U_{вых}$ от ΔR_t. Нелинейность функции $U_{вых}$ (ΔR_t) можно скорректировать, включив мост в цепь положительной обратной связи [2.28].

Терморезисторы можно включать в цепи обратных связей операционных усилителей и без мостовых схем [2.27, 2.28]. На рис. 2.15 изображен один из возможных вариантов таких схем с трехпроводным включением ТРП. Обеспечив в этой схеме $R_4 + R_5 = R_2 + R_3$, получим

$$U_{вых} = E(R_t + R_{л1})/R_5 + R_{л2}.$$

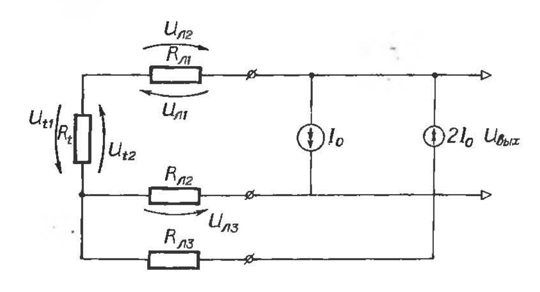


Рис. 2.16.
Схема включения ТРП с двумя источниками тока

При $\Delta R_{л1} = \Delta R_{л2}$ можно устранить влияние линии в одной точке шкалы при $R_t = R_5$.

Устранить влияние линий связи при трехпроводном подключении можно и с помощью генераторов тока [2.28]. В

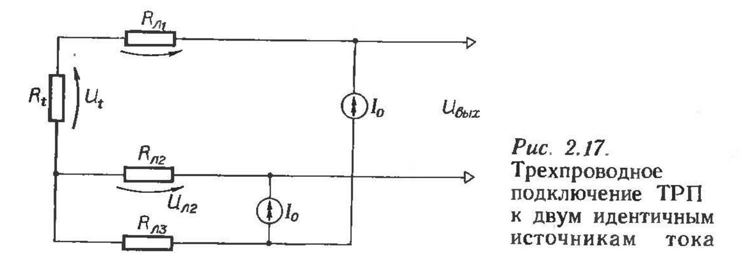


Рис. 2.17. Трехпроводное подключение ТРП к двум идентичным источникам тока

схеме, изображенной на рис. 2.16, выходное напряжение определяется как

$$U_{вых} = U_{t2} - U_{t1} - U_{л1} + U_{л2} - U_{л3} = 2I_0R_0 - I_0R_0 - I_0R_{л1} + \\ + 2I_0R_{л1} - I_0R_{л2} = I_0R_0 - I_0(R_{л2} - R_{л1}).$$

Аналогично для схемы, изображенной на рис. 2.17, имеем

$$U_{вых} = U_t - U_{л1} - U_{л2} = I_0R_t + I_0(R_{л1} - R_{л2}).$$

Как видно из приведенных выражений, при равенстве $R_{л1}$ и $R_{л2}$ влияние проводов соединительных линий взаимокомпенсируется.

Используя четырехпроводную линию, можно включать ТРП в цепи как отрицательных, так и положительных обратных связей (ПОС). Один из возможных вариантов схемы, когда резистор R_t включен в цепь ПОС операционного усилителя, показан на рис. 2.18. Преимуществом такой схемы является возможность заземления R_t.

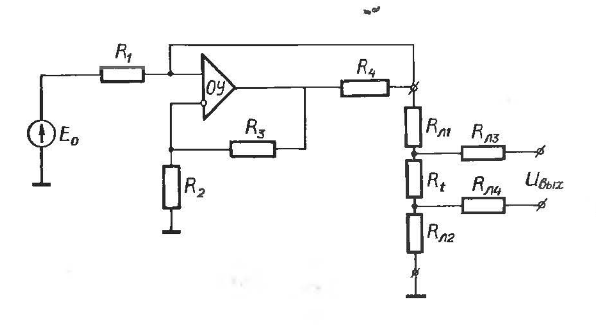


Рис. 2.18. Четырехпроводное подключение ТРП в цепь обратной связи ОУ

Выходной ток схемы

$$I = E_0 \frac{R_2R_4}{R_1R_2R_4 + (R_2R_4 - R_1R_3)(R_t + R_{л1} + R_{л2})}.$$

При $R_2R_4 = R_1R_3$ зависимость существенно упрощается и $I = E_0/R_1$.

При определенных соотношениях резисторов, нарушающих условие равновесия моста на резисторах R_1, R_2, R_3 и

R_4, можно достичь необходимой нелинейности функции преобразования схемы, которая может скомпрометировать нелинейную зависимость $R_t = f(t)$.

Погрешности линеаризации являются методическими и могут быть почти устранены при использовании аналоговых измерителей с неравномерными шкалами.

Если же используются аналоговые либо цифровые измерители с линейными шкалами, то при широких диапазонах измерения температуры с высокой точностью необходимо применять те или иные методы линеаризации общей функции преобразования [2.29].

2.5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕРМОДАТЧИКИ

2.5.1. Терморезисторы

Терморезисторы могут иметь отрицательный и положительный температурный коэффициент сопротивления. Терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом состоят в основном из смесей окисей металлов, которые при высоких температурах сплавляются в форме маленьких шариков, пластинок, стерженьков размерами от 0,2 до 0,5 мм. Возможность получения их малых размеров уменьшает искажение измеряемых температурных полей и улучшает динамику процесса измерения. В то же время несовершенство процесса изготовления является основным источником неидентичности характеристик образцов и требует индивидуальных компенсирующих устройств. Пределы устойчивой работы этих термисторов лежат в диапазоне — 100...400 °С [2.30, 2.31].

Погрешность с учетом измерительной схемы составляет 0,1...1 % от диапазона измерения.

Терморезисторы с положительным температурным коэффициентом для некоторого диапазона изготовляют из сегнетоэлектрических керамических материалов. Диапазон преобразования их составляет 20...200 °С, но используются главным образом нижний предел из-за недостаточно высокой воспроизводимости и стабильности в верхней части диапазона.

В последнее время развернулись работы по созданию новых полупроводниковых термочувствительных элементов, устраняющих в значительной мере названные недостатки [2.32]. К ним относятся полупроводниковые терморезисторы на основе органических материалов. Температур-

ный коэффициент удельного электрического сопротивления для всех изученных органических материалов отрицателен, причем для органических полимеров с полупроводниковыми свойствами характерно, как и в случае неорганических полупроводников, экспоненциальная зависимость удельного электрического сопротивления от температуры.

Органические терморезисторы обладают рядом преимуществ. Так, при температуре до 700° С они практически нечувствительны к радиоактивным излучениям, а также имеют малую чувствительность к концентрациям различного рода примесей, что значительно облегчает получение терморезисторов с идентичными температурными и вольт-амперными характеристиками. По-видимому, для терморезисторов, изготовленных на основе органических полимеров различной структуры, при использовании определенных технологических приемов можно обеспечить получение различной термочувствительности и вольт-амперных характеристик заданного вида.

В настоящее время получают распространенные терморезисторы на основе монокристаллических структур, которые могут быть изготовлены по методам дендритной кристаллизации, газотранспортных реакций или по методу Степанова.

Перечисляя кратко все достоинства монокристаллических терморезисторов, следует отметить прежде всего, что их температурная чувствительность не уступает температурной чувствительности поликристаллических структур и составляет от 0,6 до 3 % (и выше) на Кельвин; они вполне взаимозаменяемы, в особенности по коэффициенту температурной чувствительности, что позволяет получать технологическим путем идентичные по этому параметру партии терморезисторов в 50 шт. и более; обладают хорошей воспроизводимостью и стабильностью, малоинерционны благодаря тому, что нити монокристаллов могут достигать в диаметре доли микрона; допустимая температура составляет от 300 до 1000 °С; обеспечивают большой диапазон получения требуемых значений номинального сопротивления (от десятков Ом до десятков кОм), при этом номинальное значение сопротивления, измеренного при комнатной температуре среды, для германиевых монокристаллических терморезисторов равно 40—500 Ом, для германиевых терморезисторов, изготовленных по методу Степанова, от десятков Ом до единиц кОм; для терморезисторов, полученных методом газотранспортных реакций,— от 500 Ом до 10 кОм; монокристаллические терморезисторы имеют линейную температурную характеристику в широком диапазоне температур; допускают получение при необходи-

мости положительного, равного нулю, или отрицательного температурного коэффициента сопротивления.

Конструкция терморезисторов. Полупроводниковые чувствительные элементы в зависимости от требуемого диапазона измерения защищают стеклянной, керамической или стальной оболочкой или покрывают слоем лака. Полупроводник располагаются как можно ближе к рабочему концу термодатчика и защищают теплопроводной оболочкой, лучше всего из серебра.

Защитный чехол изготовляется из нержавеющей стали с низкой теплопроводностью. Чтобы избежать погрешности за счет теплопроводности, внутреннюю полость датчика засыпают кварцевым песком.

Принцип действия. Основные характеристики и расчетные соотношения. В термисторах используются свойства полупроводников с увеличением температуры изменять свое сопротивление. Основными характеристиками термисторов является температурная $R = \varphi(t)$ и вольт-амперная $U = \varphi(I)$, примерный вид которых показан на рис. 2.19, 2.20. Из этих характеристик следует, что некоторые типы термисторов могут применяться при малых токах в качестве стабилизаторов напряжения.

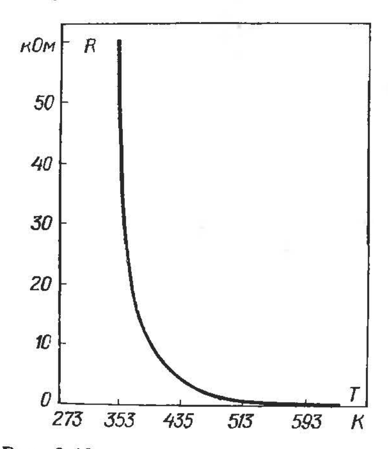


Рис. 2.19.
Пример температурной характеристики терморезистора

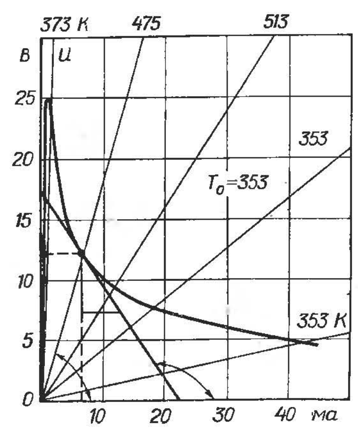


Рис. 2.20.
Пример вольт-амперной характеристики

Температурная характеристика обычно определяется экспериментально. С некоторым приближением в диапазоне температур от + 20 до 150 °С ее можно рассчитать, если воспользоваться формулой [2.30...2.32]

$$R = Ae^{B/T},$$

где A и B — коэффициенты, постоянные для данного экземпляра терморезистора;

T — температура среды в Кельвинах, равная t[°C] 273,16;

e — основание натурального логарифма.

Коэффициенты A и B иногда даются в паспорте термистора. Их можно определить и аналитически, если измерить значения сопротивления термистора $R_{т1}$ и $R_{т2}$ при температурах окружающей среды T_1 и T_2. В этом случае коэффициент B находится по формуле

$$B = \frac{t_1 t_2}{T_2 - T_1} ln \frac{R_{т_0}}{R_{т_2}}.$$

При известном B коэффициент A определяем из равенства:

$$A = R_{t1} e^{-B/t_1}.$$

Термисторы обладают большим внутренним сопротивлением (сотни и тысячи Ом). Поэтому изменения сопротивления подводящих проводов мало влияют на точность измерения. К достоинствам также относятся большой срок службы (тысячи часов), дешевизна и простота обслуживания [2.12].

Статическая вольт-амперная характеристика полупроводниковых терморезисторов представляет собой зависимость между протекающим через них током и падением напряжения при установившемся режиме нагрева.

Так как при прохождении через терморезистор тока в нем выделяется тепло, температура рабочего тела оказывается выше температуры окружающей среды. Сопротивление терморезистора принимает значение, соответствующее этой суммарной температуре (температура среды плюс перегрев). Поскольку сопротивление связано с температурой, нелинейной зависимостью, вольт-амперная характеристика снимается экспериментально при постоянной температуре окружающей среды.

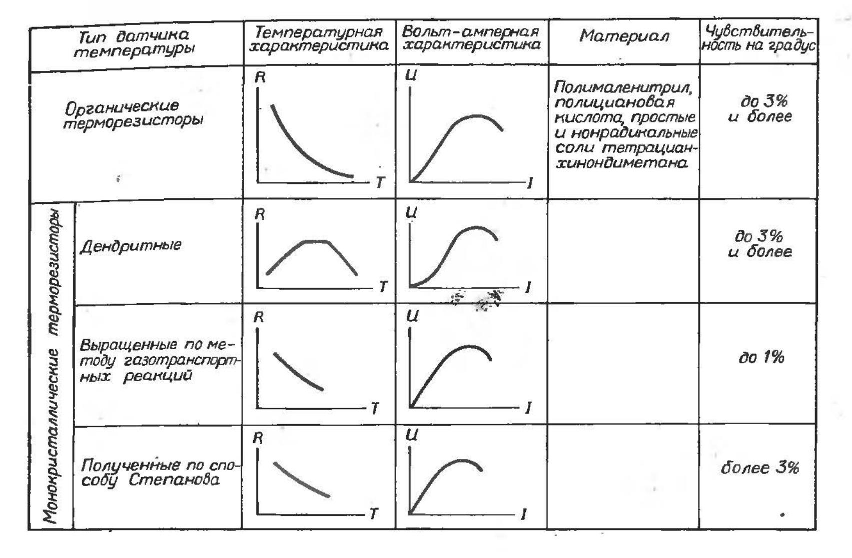
Основные статистические характеристики полупроводниковых резисторов приведены на рис. 2.21.

Из них представляет интерес характеристика дендритного терморезистора (ДТ).

Температурные характеристики ДТ можно разделить на три участка. Первый участок отвечает выражению

$R_2 = R_1 + L_1(T_2 - T_1)$,

где $L_1 > 0$ — коэффициент температурной чувствительности:



Тип датчика температуры		Температурная характеристика	Вольт-амперная характеристика	Материал	Чувствительность на градус
Органические терморезисторы				Полималенитрил, полициановая кислота, простые и нонрадикальные соли тетрацианхинондиметана	до 3% и более
Монокристаллические терморезисторы	Дендритные				до 3% и более
	Выращенные по методу газотранспортных реакций				до 1%
	Полученные по способу Степанова				более 3%

Рис. 2.21.
Статические характеристики полупроводниковых датчиков

$$L_1 = \frac{R_2 - R_1}{T_2 - T_1},$$

где R_1 и R_2 — экспериментально полученные значения сопротивлений ДТ при $T_1 = 239$ К и $T_2 = 373$ К.

Второй участок определяется значением сопротивления

$$R = R_c = const; \; L_2 = 0.$$

Третий участок также имеет линейный характер

$$R = R_4 - L_3(T_3 - T_4),$$

где $L_3 < 0$;

$$L_3 = \frac{R_3 - R_4}{T_3 - T_4},$$

R_3 и R_4 — сопротивления ДТ при $T = 453$ К, $T_4 = 413$ К.

Таким образом, при различных температурах на участках 1, 3 и 2 можно получить соответственно положительную, отрицательную чувствительность и нечувствительность к температуре монокристаллических дендритных терморезисторов.

При изменении температуры терморезистор может быть включен в обычную мостовую схему. Значение тока в чувствительном элементе не должно превышать допустимого, определяемого по вольт-амперной характеристике. Основная проблема в создании систем для измерения температуры состоит

в разработке преобразователей температуры, которые могли бы следить за изменениями входной температуры с достаточной скоростью. Практически динамические характеристики реальных датчиков определяются экспериментальными методами.

Увеличение тепла в датчике изменяет его температуру в соответствии с известным выражением

$$\frac{dQ}{dt} + \rho_д v_д c_д \frac{dT_д}{dt},$$

где $\frac{dQ}{dt}$ — тепловой поток в датчике;

$\rho_д$ — средняя плотность датчика;

$V_д$ — объем датчика;

$C_д$ — средняя теплоемкость датчика;

$T_д$ — температура датчика.

Тепловой поток в теплообменнике датчика состоит из трех составляющих:

конвекционного теплового потока через жидкостную пленку на поверхности датчика;

теплового потока за счет радиации;

теплового потока через конструктивные элементы крепления.

2.5.2. Схемы включения полупроводниковых резистивных датчиков температуры

Отличие измерительных цепей для терморезисторов от обычных цепей омметров заключается в более узком диапазоне измерения измеряемого сопротивления и в необходимости учета сопротивления проводов, соединяющих термометр сопротивления с измерительной цепью. Если используется простейшая двухпроводная линия, то может возникнуть погрешность от температурного изменения сопротивления этой линии. При применении высокоомных термометров эта погрешность может быть принебрежимо мала, однако в большинстве практических случаев, когда используются стандартные термометры сопротивления, ее приходится принимать во внимание.

Для уменьшения погрешности от изменения сопротивления соединительной линии применяют трехпроводную линию. При этом термометр подключают к мостовой цепи так, чтобы два провода линии вошли в разные плечи моста, а третий оказался подключенным последовательно с источников питания. На рис. 2.22 приведена схема моста, содержащего термометр сопротивления, присоединенный трехпроводной линией.

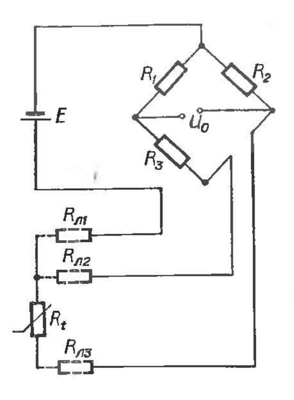


Рис. 2.22.
Включение терморезистора по трехпроводной схеме

Рис. 2.23.
Включение терморезистора по четырехпроводной схеме

Исключить влияние сопротивления соединительной линии можно, используя четырехпроводные включения терморезистора, как это показано на рис. 2.23. Ток через терморезистор должен быть задан, поэтому при такой схеме включения терморезистора, его питают от источника стабильного тока.

При создании малогабаритных датчиков температуры возникает задача повышения их температурной чувствительности и уровня выходного сигнала. Эта задача решается достаточно просто, если в обычной усилительной схеме использовать вместо какого-либо линейного элемента термочувствительный полупроводниковый прибор.

Преобразователь типа НП-С предназначен для линейного преобразования электрического сопротивления термометра стандартной градуировки в унифицированный сигнал постоянного тока 0—5 мА.

Принципиальная схема преобразователя НП-С приведена на рис. 2.24.

Преобразователь состоит из неуравновешенного моста, магнитного модулятора, транзисторного усилителя и источника питания. Термометр сопротивления R_t подключается по трехпроводной схеме к измерительному мосту, состоящему из резисторов R_2, R_3, R_4.

Питание моста осуществляется от стабилизированного выпрямителя на диоде $VД_3$, с емкостным сглаживающим фильтром C_1 и двухзвенным параметрическим стабилизатором на диодах $VД_1$ и $VД_2$. Резистор R_5 служит для установки рабочего тока моста, равного 10 мА, резистор R_6, выполняющий функцию температурной компенсации, выполненный из медной проволоки.

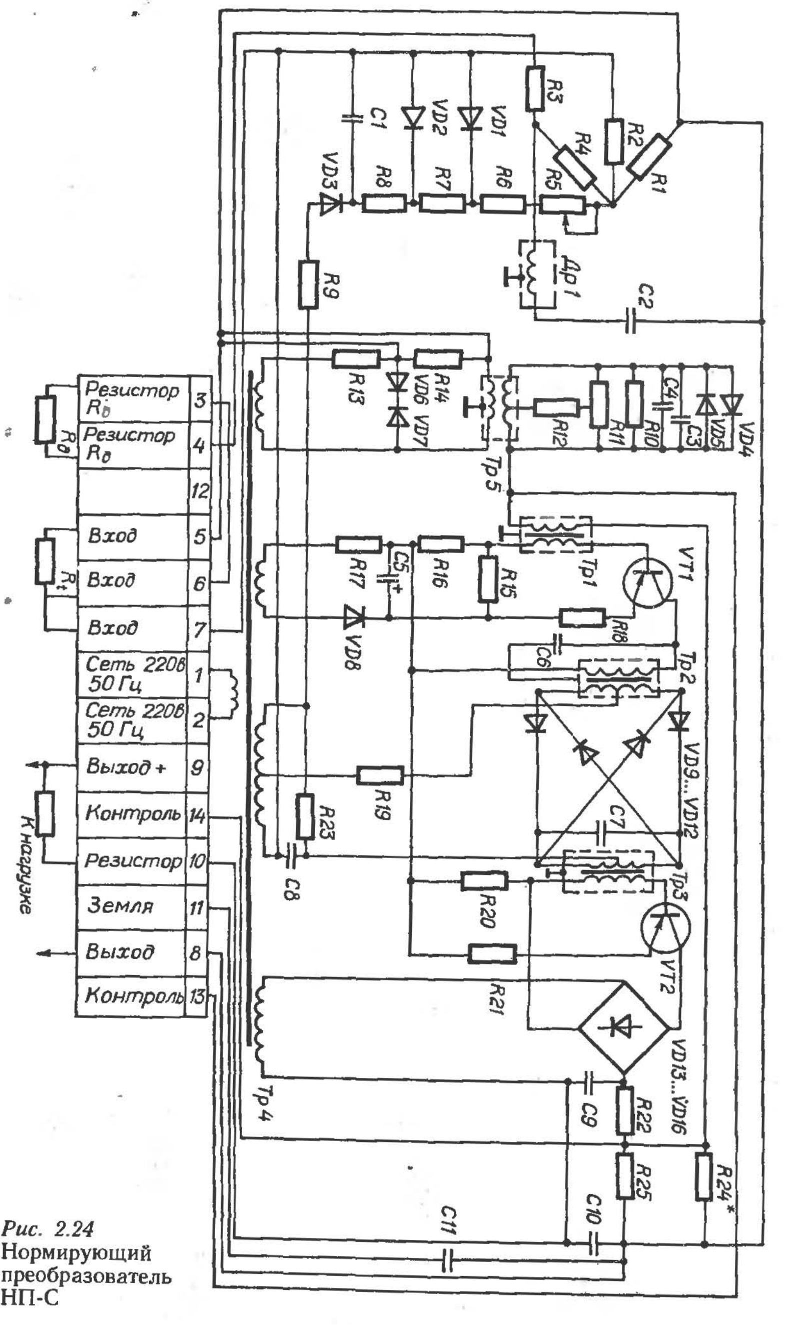


Рис. 2.24
Нормирующий преобразователь НП-С

Сигнал разбаланса, снимаемый с диагонали моста, преобразуется с помощью магнитного модулятора (ММ) в сигнал переменного тока с частотой 100 Гц, который затем усиливается. С помощью конденсаторов C_3 и C_4 вторичная обмотка ММ настраивается на частоту 100 Гц. Резисторы во вторичной обмотке подбираются из условия баланса модулятора. Установка нуля ММ производится с помощью специального магнитного корректора. После усиления сигнал переменного тока преобразуется в выходном каскаде в нормированный сигнал постоянного тока. Выходной каскад представляет собой фазочувствительный усилитель. Фазовые сдвиги, возникающие при усилении сигнала, компенсируются введением фазосдвигающей цепи R_{23}, C_8.

2.5.3. Паспортные данные некоторых терморезисторов и датчиков на терморезисторах

Как уже отмечалось, выпускаемые в настоящее время терморезисторы прямого и косвенного подогрева обладают значительным разбросом характеристик. В последнее время развернулись работы по созданию новых полупроводниковых терморезисторов, у которых в значительной мере указанные недостатки устранены.

Для работы в радиотехнической аппаратуре используются терморезисторы ТК-2-50, ТК-2-50А, ТК-2-75, ТК-2-75А, ТВ-2-250, ТВ-2-250А, их можно использовать на частотах до 10000 МГц.

Другие применения терморезисторов [2.13, 2.31, 2.32]: для измерения и регулирования температуры: ММТ-1, ММТ-4, ММТ-5, ММТ-6, КМТ-1, КМТ-4, НКМТ-4, КМТ-4Е, МКМТ-16, СТ1-17, СТ1-18, СТ1-19, СТ3-17, СТ3-18, СТ-25;

для термокомпенсации различных элементов электрической цепи, работающих в широком диапазоне температур: ММТ-8, ММТ-9, ММТ-12, ММТ-13, КМТ-8, СТ1-17, СТ3-17, СТ3-23, КМТ-10, КМТ-11А, КМТ-11, КМТ-12, КМТ-14, КМТ-17, ТКИ-1, ТКИ-2, ТКИ-3.

для систем теплового контроля, основанных на использовании релейного эффекта: КМТ-10 и КМТ-11, СТ1-21, СТ3-21; СТ3-22, СТ3-27; СТ5-1, СТ6-1, СТ6-2.

для работы в качестве чувствительного элемента при измерениях мощности сверхвысокочастотных колебаний от долей микроватта до единиц милливатта: Т8Д, Т8Е, Т8М, Т8Р, Т8С1, Т8С2, Т8С3, Т9, Т8С1М, Т8С2М, Т8С3М, ТШ1, ТШ2.

для стабилизации напряжения в цепях постоянного и переменного токов: ТП2/0,5, ТП2/2, ТП6/2,

в качестве регулируемых бесконтактных резисторов в

цепях автоматики: ТКП-20, ТКЦ-50А, ТКП-50Б, ТКП-300, ТКП-450. Основные параметры некоторых терморезисторов для преобразования температуры приведены в табл. 2.12.

Таблица 2.12

Основные параметры некоторых терморезисторов

Параметры	Тип терморезистора								
	ММТ1	КМТ1	ММТ4	КМТ4	КМТ4Е	МКМТ4	ММТ5	ММТ6	МКМТ16
Интервал рабочих температур, °С	от 60 до +125	от 60 до 180	от −60 до 120	от −60 до 125	от −60 до 85	от −60 до 125	от −70 до 125	от −60 до 120	от −60 до 120
Относительная влажность %	80	80	98	98	98	98	98	80	80
Атмосферное давление, мм рт. ст.									
наименьшее	2	2	2	2	2	10	2	2	1
наибольшее	7600	7600	7600	7600	7600	7600	7600	1520	7600
Диапазон номинальных сопротивлений, кОм	1—220	22—1000	1—200	22—1000	22—1000	22—33	1—200	10—100	2,7 и 5,1
Допустимые отклонения сопротивления от ном., %	+20	+20	±20	+20	+20	±20	—	±20	—
Постоянная времени, с	85	85	115	115	115	115	90	35	4
Постоянная В, К	2060—4300	3600—7200	2060—4300	3600—7200	3600	3600	2060—2920	—	—
Коэффициент рассеивания, мВт/К	4,5	—	8	—	—	—	—	—	—
Температурный коэффициент: сопротивления %/К	−2,4 −5,0	−4,2 −8,4	−2,4 −5,0	−4,2 −8,4	−4,2	−3,8 −5,0	−3,4	−2,4	−4,0

В настоящее время Витебским заводом электроизмерительных приборов серийно выпускаются термометры сопротивления универсальные ТУ7-48 для дистанционного измерения температуры масла, охлаждающей жидкости и воздуха в карбюраторе авиационного двигателя; термометр сопротивления типа ТП-2, для дистанционного измерения температуры воды и масла энергетических узлов; термометр наружного воздуха типа ТНВ-15 — для дистанционного измерения температуры воздуха; термометры универсальные электрические типов ТУЭ-41, ТУЭ-51, ТУЭ-61, ТУЭ-71 — для экспериментальных замеров температуры, а также полупроводниковые регуляторы температуры типов ПТР-2, ПТР-3, ПТР-

П, ПТРВ-2Т, ПТРВ-3Т, ПТРВ-ПТ, выпускаемые Орловским заводом приборов.

2.5.4. Термодиоды

Поскольку в подразделе 2.5 излагается материал по созданию и применению полупроводниковых термопреобразователей в этом параграфе рассмотрим особенности использования термодиодов.

Полупроводниками являются химические соединения-окислы металлов (оксиды), сернистые соединения (сульфиды), а также химические элементы: германий, кремний, теллур, селен и др. соединения с селеном (селеноиды).

Проводимость полупроводника с увеличением температуры растет. Идеальный (без примесей) полупроводник обладает электронной типа n и дырочной типа p проводимостью. Вид примеси изменяет характер проводимости.

Основным элементом полупроводниковых диодов является контакт между полупроводниками типа p и n, так называемый p-n переход. На рис. 2.25 показана вольт-амперная характеристика диода $I_a = f(U_a)$. Из характеристики видно, что при прямом напряжении $U_{пр}$ в десятые доли вольта прямой ток $I_{пр}$ имеет значение в десятки миллиампер.

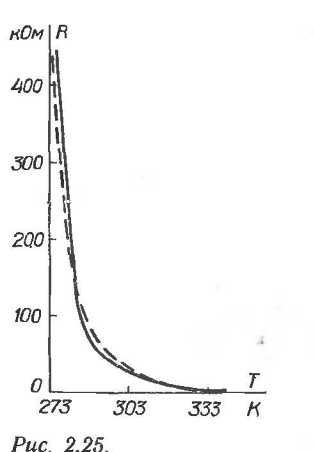


Рис. 2.25.
Обратные вольт-амперные характеристики некоторых типов германиевых диодов при $T = 293$ K

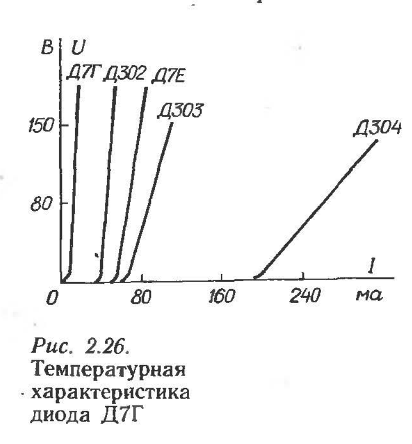


Рис. 2.26.
Температурная характеристика диода Д7Г

Температурная характеристика диода (рис. 2.26) представляет собой зависимость начального статического сопротивления или тока насыщения от температуры

$$R = R_\infty exp^{B/T}$$

или

$$I_0 = I_{01} exp \left(\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T_2} \right)$$

Зависимость обратного тока от температуры и вольт-амперная характеристика позволяют использовать полупроводниковый диод в качестве датчика температуры.

В качестве датчиков температуры широко применяют германиевые и кремниевые диоды. Они делятся на плоскостные и точечные. На рис. 2.27 приведено устройство диодного датчика температуры.

В плоскостном диоде на кристалл германия типа *n* наносят маленький кусочек индия. При температуре около 500 °C индий расплавляется на поверхности германия и диффундирует в него.

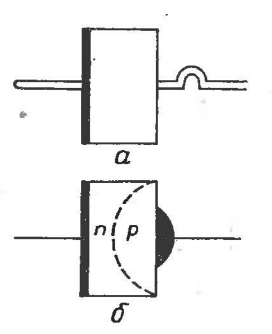


Рис. 2.27.
Устройство диодного датчика температуры:
а — точечного;
б — плоскостного

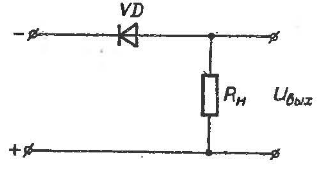


Рис. 2.28.
Принципиальная схема диодного датчика температуры

Часть германия растворяется в капле индия. После охлаждения между индием и кристаллом германия образуется слой, обладающий проводимостью типа *p*. Застывшая капля служит электрическим контактом с дырочным слоем, а контакт с германием выполняют из свинца или олова.

В точечном диоде образован контакт кристалла германия с вольфрамовой проволочкой. В процессе изготовления диода около контакта с проволочкой образуется небольшая область, обладающая проводимостью типа *p*.

Поверхность кристалла покрывается защитным слоем лака или герметизируется в специальном баллоне.

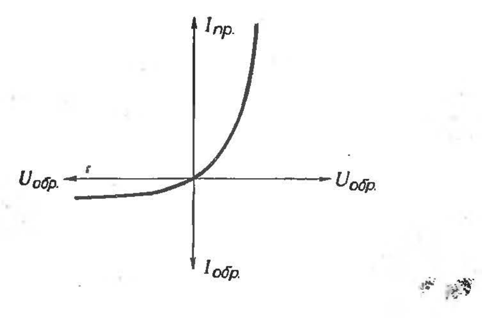


Рис. 2.29.
Вольт-амперная характеристика диода

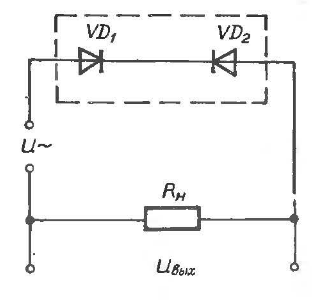


Рис. 2.30.
Принципиальная схема датчика температуры с двумя диодами

У точечных диодов мала междуэлектронная емкость из-за малой площади *p-n* перехода. Поэтому их можно использовать на более высоких частотах.

Эти диоды обладают малым значением обратного напряжения. Достоинством диодных датчиков температуры является малые габариты и масса, большая механическая прочность и большой срок службы, высокая чувствительность и малое потребление тока.

Принципиальная схема диодного датчика температуры приведена на рис. 2.28.

По результатам измерения тока в цепи можно судить о температуре среды.

Выходной величиной диодного датчика температуры, как показано на рис. 2.29, является постоянный ток, что не совсем удобно с точки зрения усиления сигнала. Поэтому применяют схему датчика температуры с двумя диодами (рис. 2.30). Датчик может быть выполнен в виде одного монокристалла с двумя *p-n* переходами или в виде двух диодов.

Питание схемы такого датчика осуществляется переменным напряжением, амплитуда которого не превышает допустимого для данного диода уровня обратного напряжения.

Выходной сигнал получают в форме переменного напряжения. Важную роль в работе датчика выполняет сопротивление нагрузки.

При работе датчика с низкоомной нагрузкой возможно получить форму тока, близкую к знакопеременным прямоугольным импульсам (рис. 2.31).

При работе датчика с высокоомной нагрузкой выходной величиной является падение напряжения на нагрузке.

Для измерения разности температур диодные датчики температуры выполняют по схеме двух включенных последо-

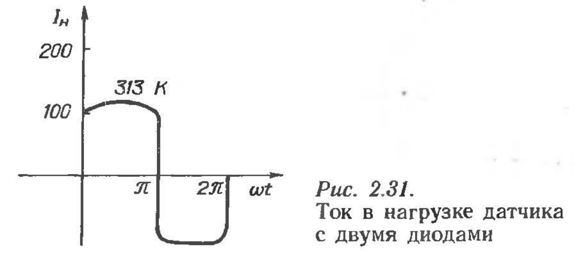


Рис. 2.31.
Ток в нагрузке датчика с двумя диодами

вательно выпрямительных мостов, как показано на рис. 2. 32. Чувствительные элементы (диоды $VD_{т5}$, $VD_{т10}$) включены в диагонали мостов и преобразуют температуру в двух точках. Питание схемы переменным напряжением осуществляется от трансформатора Т. Ток, протекающий в нагрузке, равен разности токов двух мостовых схем. Фаза тока нагрузки реверсируется при изменении знака входного сигнала, а амплитуда является однозначной функцией разности температур.

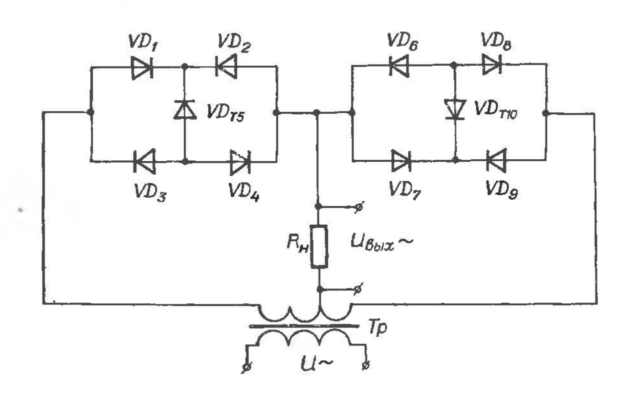


Рис. 2.32.
Прииципиальная схема диодов /VD_{TS} и VD_{T10}/ для измерения разиости температуры

Обратное сопротивление диодов $VD_{т5}$, $VD_{т10}$ должно быть на порядок ниже начального статического сопротивления диодов-выпрямителей.

Большим недостатком диодных датчиков является неидентичность их вольт-амперных и температурных характеристик.

Список литературы к гл. 2:

2. 1. **Логинов В. Н. Электрические измерения механических величии.**— М.: Энергия, 1970.— 80 с.

2. 2. **Глаговский Б. А., Пивеи И. Д. Электротензометры сопротивления.**— Л.: Энергия, 1972.— 88 с.

2. 3. **Пучкин Б. И. Приклеиваемые тензодатчики сопротивлеиия.**— М.: Л.: Энергия, 1966.— 88 с.

2. 4. **Электрические измерения неэлектрических величии**/Под ред. П. В. Новицкого.— Л.: Энергия, 1975.— 576 с.

2. 5. **Немец И. Практическое применение тензорезисторов.**— М.: Энергия, 1970.— 144 с.

2. 6. **Бауманн Э. Измерения сил электрическими методами.**— М.: Мир, 1978.— 430 с.

2. 7. **Перри К., Лиснер Г. Основы тензометрирования.**— М.: Изд-во ин. лит., 1957.— 160 с.

2. 8. **Хорна О. Тензометрические мосты.**— М.: Госэнергоиздат, 1962.— 144 с.

2. 9. **Викулин И. М., Стафеев В. И. Полупроводниковые датчики.**— М.: Сов. радио, 1975.— 104 с.

2.10. **Овечкин Ю. А. Полупроводииковые приборы.**— М.: Высшая шк. 1979.— 105 с.

2.11. **Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы.**— М.: Высшая шк., 1981.— 432 с.

2.12. **Зайцев Ю. В., Марченко А. Н., Ващенко И. И. Полупроводниковые резисторы в электротехиике.**— М.: Энергоатомиздат, 1988.— 136 с.

2.13. **Эргер В., Вальтер Л. Электрические измерения неэлектрических величин полупроводниковыми тензорезисторами.**— М.: Мир, 1974.— 285 с.

2.14. **Панков В. С., Цыбульков М. Б. Эпитаксиальные кремниевые слои на диэлектрических подложках и приборы на их основе.**— М.: Энергия, 1979.— 89 с.

2.15. **Ильинская Л. С., Подмарьков А. Н. Полупроводниковые тензодатчики.**— М.: Энергия, 1966.— 118 с.

2.16. **Рахманов В. Ф., Трухачев Б. С. Цепочечные схемы с тензорезисторами** // Измерительная техника. 1970. № 9. С. 52...54.

2.17. **Ильииская Л. С. Полупроводниковые тензодатчики.**— М.: ГОСИНТИ, 1962.— 86 с.

2.18. **Электротензометрия** (тематич. подборка) // Приборы и системы управления. 1976. № 1. С. 17...33.

2.19. **Полупроводниковая тензометрия** (тематич. подборка) // Приборы и системы управления. 1981. № 3. С. 23....35.

2.20. **Трухачев Б. С., Удалов Н. П. Полупроводниковые тензопреобразователи.**— М.: Энергия, 1968.— 76 с.

2.21. **Стучебников В. М. Полупроводниковые интегральные тензорезисторные преобразователи механических величин** // Измерения, контроль, автоматизация. 1983. № 1 (45). С. 30...42.
2.22. **Датчики для измерения температуры в промышленности** / Г. В. Самсонов, А. И. Киц, О. А. Кюздени и др.— Киев: Наук. думка, 1972.— 224 с.
2.23. **Температурные измерения:** Справочник / О. А. Геращенко, А. Н. Гордов, В. И. Лах и др.— Киев: Наук. думка, 1989.— 704 с.
2.24. **Бычковский Р. В. Контактные датчики температуры.**— М.: Металлургия, 1978.— 240 с.
2.25. **Приборы для измерения температуры контактным способом:** Справочник / Под ред. Р. В. Бычковского.— Львов: Вища шк., 1979.— 208 с.
2.26. **Лах В. И. Основные принципы создания контактных средств электротермометрии широкого промышленного применения** // Приборы и системы управления. 1983. № 3. С. 25...26.
2.27. **Вторичные приборы для измерения температуры.** Обзорная информация ТС—5/В. И. Зорий, Е. С. Полищук, В. И. Пуцило, О. И. Чайковский и др.— М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1977.— 55 с.
2.28. **Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.**— Л.: Энергоатомиздат, 1988.— 304 с.
*2.29. **Фандеев Е. И., Лущаев Г. А., Карчков В. А. Специальные термометры с термопреобразователями сопротивления.**— М.: Энергоатомиздат, 1987.— 96 с.
2.30. **Шашков А. Г. Терморезисторы и их применение.**— М.: Энергия, 1967.— 96 с.
2.31. **Кривоносов А. И. Полупроводниковые датчики температуры.**— М.: Энергия, 1974.— 184 с.
2.32. **Шефтель И. Т. Терморезисторы.**— М.: Наука, 1973. 415 с.
2.33. **Кривоносов А. И. Термодиоды и термотриоды.**— М.: Энергия, 1970.— 73 с.
2.34. **Фогельсон И. Б. Транзисторные термодатчики.**— М.: Сов. радио, 1972.— 129 с.

Глава 3

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

3.1. ФОТОРЕЗИСТОРЫ

Принцип действия фоторезисторов. Принцип действия фоторезисторов основан на внутреннем фотоэффекте. Излучение, падающее на полупроводник, частично поглощается в его объеме, взаимодействуя с атомами кристаллической решетки или примесей. Поглощение в фоторезисторе фотонов сопровождается увеличением проводимости, приращение которой называют фотопроводимостью. Для повышения фотопроводимости необходимо выбирать материал с возможно большими подвижностью и временем жизни носителей фотона. Если к фоторезистору подключен источник напряжения, то в соответствии с изменением проводимости фотоприемника при освещении через его контакты из внешней цепи будет протекать ток, значение которого превосходит число первоначально образованных фотоносителей. Происходит усиление фототока.

Коэффициент усиления, как и фотопроводимость, пропорционален подвижности и времени жизни носителей. Значение коэффициента усиления также зависит от напряжения и достигает $10^3 ... 10^5$.

Основные параметры фоторезисторов. Параметры и характеристики фотоприемников, в том числе фоторезисторов, регламентируются ГОСТ 17772-88. Приведем краткие определения основных параметров.

Темновой ток ($I_т$) — ток, протекающий через фотоприемник при указанном напряжении на нем в отсутствие потока излучения в диапазоне спектральной чувствительности. Измеряется через 30 с после снятия освещенности 200 лк.

Фототок ($I_ф$) — ток, протекающий через фотоприемник при указанном напряжении на нем, обусловленный только воздействием потока излучения с заданным спектральным распределением. Его измеряют при освещенности 200 лк, создаваемой источником с цветовой температурой 2850 К.

Общий ток ($I_{общ}$) — ток фотоприемника, состоящий из темнового тока и фототока. Очевидно, что

$$I_{общ} = I_ф + I_т.$$

Рабочее напряжение ($U_р$) — постоянное напряжение, приложенное к фотоприемнику, при котором обеспечиваются номинальные значения параметров при длительной его работе в заданных эксплуатационных условиях.

Температурный коэффициент фототока ($\alpha_т$) — отношение изменения фототока фотоприемника к вызвавшему его абсолютному изменению температуры окружающей среды при заданной освещенности

$$\alpha_т = \frac{I_{ф1} - I_{ф2}}{I_{ф1}(t_2 - t_1)} \cdot 100\,\% \ [\%/°C],$$

где $I_{ф1}$ и $I_{ф2}$ — фототоки в цепи фотоприемника при температуре t_1 и t_2 соответственно.

Напряжение шума ($U_ш$) — среднеквадратичное значение флактуации напряжения на заданной нагрузке в цепи фотоприемника в указанной полосе частот. Иногда значение $U_ш$ относят к 1 В приложенного напряжения.

Темновое сопротивление ($R_т$) — сопротивление фотоприемника в отсутствие падающего на него излучения в диапазоне его спектральной чувствительности. Темновое сопротивление измеряется через 30 с после снятия освещенности в 200 лк при температуре 293 К.

Световое сопротивление ($R_с$) — сопротивление фотоприемника, измеренное через определенный интервал времени после начала воздействия излучения, создающего на нем облученности или освещенность заданного значения.

Чувствительность фотоприемника (S) — отношение изменения измеряемой электрической величины, вызванного падающим на фотоприемник излучением, к количественной характеристике этого излучения в заданных эксплуатационных условиях.

Интегральная чувствительность ($S_{инт.}$) — чувствительность фотоприемника к немонохроматическому излучению заданного спектрального состава. Определяется как отношение приращения фототока к вызвавшему его приращению светового потока при постоянном рабочем напряжении ($U_р = const$) и освещении фоторезистора от источника с цветовой температурой 2850 К. Интегральную чувствительность можно выразить и как отношение приращения фотосигнала к приращению светового потока.

Монохроматическая чувствительность (S_λ) — чувствительность фотоприемника к монохроматическому излучению.

Пороговый поток в заданной полосе частот ($Ф_п$) — среднеквадратичное значение действующего на фотоприемник синусоидально-модулированного потока излучения источника сигнала с заданным спектральным распределением, при котором среднеквадратичное значение напряжения (тока) фотосигнала равно среднеквадратичному значению напряжения (тока) шума в заданной полосе частот.

Удельный пороговый поток (порог), ($Ф_п^*$) — пороговый

поток фотоприемника в единичной полосе частот, отнесенный к единичному по площади фоточувствительному элементу.

Обнаружительная способность (D) — величина, обратная пороговому потоку фотоприемника в заданной (единичной) полосе частот.

Собственная постоянная времени (τ) — интервал времени, по истечении которого спадающее по экспоненте напряжение фотосигнала после прекращения воздействия излучения ($\tau_с$) уменьшается в e раз (37 % от максимального). Собственная постоянная времени равна также интервалу времени (после начала воздействия излучения ($\tau_н$), по истечении которого нарастающее по экспоненте напряжение фотосигнала достигает доли $(1-\frac{1}{e})$ от своего максимального значения (63 %).

Максимально допустимая рассеиваемая мощность ($P_{макс}$) — максимальная электрическая мощность, рассеиваемая в фотоприемнике, при которой отклонение его параметров от номинальных значений не превышает указанных пределов при длительной работе в заданных эксплуатационных условиях.

Максимум спектральной характеристики ($\lambda_{макс}$) — длина волны, соответствующая максимуму спектральной характеристики фотоприемника.

Коротковолновая граница спектральной чувствительности (λ') — наименьшая длина волны монохроматического излучения, при которой монохроматическая чувствительность фотоприемника равна 0,1 ее максимального значения. Аналогично определяется и длинноволновая граница спектральной чувствительности (λ'').

Емкость фотоприемника (C) — электрическая емкость между выводами фотоприемника в заданных эксплуатационных условиях.

Граничная частота ($f_{гр}$) — частота синусоидально-модулированного потока излучения, при которой чувствительность фотоприемника падает до значения 0,707 от чувствительности при немодулированном излучении.

Помимо вышепроведенных основных параметров в технической литературе нередко употребляются термины: кратность изменения сопротивления и удельная чувствительность фоторезистора.

Кратность изменения сопротивления ($R_т/R_е$) — отношение темнового сопротивления к световому сопротивлению фоторезистора при освещенности 200 лк создаваемой источком с цветовой температурой 2850 К.

Удельная чувствительность (S_0) определяется из выражения

$$S_0 = \Delta I_ф / (\Phi \cdot U_р) \quad [мкА/(лм \cdot В)],$$

где Φ — световой поток, вызвавший изменение фототока $\Delta I_ф$.

Основные характеристики фоторезисторов. Рассмотрим определение фотоприемников. Абсолютная спектральная характеристика чувствительности $S_{абс}(\lambda)$ — зависимость монохроматической чувствительности фотоприемника, измеренной в абсолютных единицах, от длины волны регистрируемого потока излучения (при постоянном рабочем напряжении).

Относительная спектральная характеристика чувствительности фоторезисторов (рис. 3.1) определяется как

$$S(\lambda) = S_{абс}(\lambda)/S_{абс\ макс}.$$

В литературе также встречается нестандартизованная запись относительной спектральной характеристики

$$I_ф(\lambda)/I_{ф\ макс}.$$

Фоторезисторы на основе CdS обладают чувствительностью в диапазоне 0,4...0,9 мкм с максимумом на длинах волн 0,5...0,6 мкм.

У селенисто-кадмиевых фоторезисторов спектральная характеристика чувствительности помимо видимой части занимает ближнюю инфракрасную часть спектра (0,5...1.2 мкм) с максимумом —0,7 мкм.

В инфракрасной области спектра используются фоторезисторы на основе сернистого свинца (красная граница — 2, 7 мкм, максимум — 2,1 мкм) и селенистого свинца (крас-

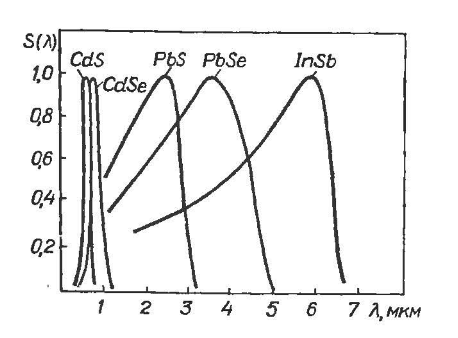


Рис. 3.1. Относительные спектральные характеристики чувствительности фоторезисторов

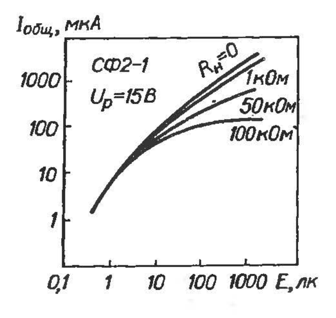


Рис. 3.2. Энергетические характеристики фоторезисторов

ная граница — 4,8 мкм, максимум — 3,3 мкм). При охлаждении фоторезисторов из PbS, $PbSe$ их спектральная чувствительность сдвигается в область больших длин волн.

Для измерений в дальней инфракрасной области спектра (6...15) применяют охлаждаемые фоторезисторы на основе антимонида индия ($I_{п}Sb$) теллуридов ртути кадмия ($HgCdTe$), германия, легированного примесями меди или ртути (Ge; Cu; Ge; Hg).

Энергетическая (люкс-амперная) характеристика $I_ф(Ф)$ — зависимость фототока от потока излучения E, падающего на фотоприемник. Зависимость принято аппроксимировать выражением

$$I_ф = CUE^{\alpha},$$

где — C — постоянная, определяемая свойствами материала;
α — коэффициент нелинейности, значение которого для большинства фоторезисторов находится в интервале [0,5; 1] [3.1].

В целом характеристики нелинейны, хотя нередко содержит линейный участок в пределах одной декады освещенности. Наклон характеристик и, следовательно, интегральная чувствительность максимальны в области слабых освещенностей. Форма кривых слабо меняется с ростом прикладываемого к фоторезистору напряжения.

Энеретические характеристики снимаются для короткозамкнутого включения фоторезистора. В случае увеличения сопротивления нагрузки до значения в 50 кОм и более происходит перераспределение напряжения между фотоприемником и нагрузкой. Вследствие этого появляется участок насыщения люкс-амперной характеристики в области сильных освещенностей (рис. 3.2).

Вольт-амперная характеристика I (U) — зависимость электрического тока от напряжения, приложенного к фотоприемнику при фиксированном потоке излучения

$$I_ф = DU^{\gamma},$$

где $D = CE^{\alpha}$; γ — коэффициент [3.1].

У большинства фоторезисторов вольт-амперные характеристики линейны ($\gamma = 1$) до предельно допустимых напряжений. Нарушение линейной зависимости может происходить при малых напряжениях (значительно меньше рабочих) либо при больших напряжениях, особенно в случае сильной засветки. Рабочее напряжение фоторезистора устанавливают ниже пробойного значения с учетом уровня освещенности и температуры окружающей среды, чтобы не превысить допустимой мощности рассеивания.

Температурная характеристика темнового тока фотоприемника представляет собой зависимость темнового тока от температуры $I_т(t)$. Рабочая область температур для большинства фоторезисторов ограничена значениями −60 °С и +70 °С. Внутри этой области ток фоторезисторов с ростом температуры увеличивается, что вообще характерно для полупроводников. Абсолютное изменение темнового тока составляет единицы микроампер и не оказывает заметного воздействия на общий ток фоторезистора.

Температурная характеристика сопротивления фотоприемника — зависимость сопротивления от температуры $R(t)$. С ростом температуры сопротивление освещенного фоторезистора в рабочей области возрастает. Соответственно общий ток уменьшается.

Температурная зависимоть фототока (чувствительности) фоторезистора практически не отличается от зависимости общего тока, т. к. температурная нестабильность темнового тока, входящего в общий ток, оказывает незначительное влияние. Больше отличается температурная зависимость кратности сопротивления ($R_т/R_с$), так как с ростом температуры темновое сопротивление падает, а световое растет. На верхней границе рабочей области кратность изменения сопротивления имеет минимальное значение.

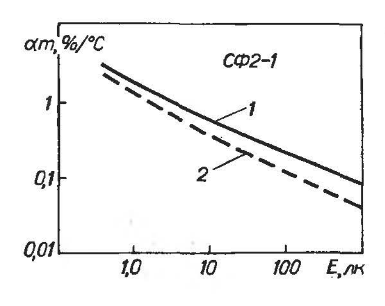


Рис. 3.3.
Зависимость температурного коэффициента фототока от освещенности

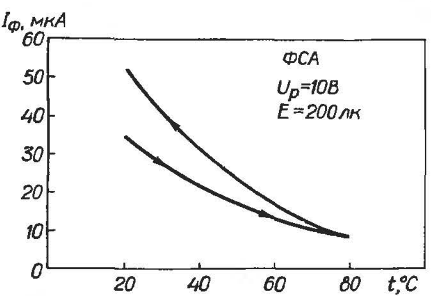


Рис. 3.4.
Зависимость общего тока фоторезистора от температуры при нагреве и остывании

Количественно влияние температуры оценивают с помощью температурного коэффициента фототока (α_t). Для всех типов фоторезисторов он отрицателен. Паспортное значение α_t приводится для освещенности 200 лк. У большинства фоторезисторов температурный коэффициент фототока возрастает с уменьшением освещенности. В пределах двух декад

освещенности величина α_t изменяется на порядок и более (рис. 3.3). Нередко у фоторезисторов наблюдается гистерезис зависимости общего тока от температуры. Значения общего тока при остывании на 10—20 % больше, чем при нагреве (рис. 3.4) [3.2]. После остывания свойства фоторезисторов полностью восстанавливаются за период от нескольких часов до нескольких суток. Не рекомендуется длительная эксплуатация фоторезисторов при температурах, близких к верхнему допустимому пределу, так как возможно резкое нарастание темнового тока [3.1].

Частотная характеристика чувствительности фотоприемника $S(f)$ является зависимостью чувствительности фотоприемника от частоты модуляции потока излучения. С повышением частоты модуляции лучистого потока чувствительность падает. Чувствительность фоторезисторов на основе CdS, $CdSe$ не превышает 30 % от максимальной при частоте модуляции в 1000 Гц. Сернисто-свинцовые фоторезисторы обладают такой чувствительностью на частоте порядка 10 кГц. Еще шире частотная характеристика у селенисто-свинцовых фоторезисторов.

Инерционность фоторезисторов зависит от ряда факторов. Коротко рассмотрим влияние этих факторов на собственные постоянные времени по нарастанию ($\tau_н$) и спаду ($\tau_с$) фототока. При $t=20$ °С, освещенности в 200 лк и короткозамкнутом включении фоторезистора $\tau_н \geqslant \tau_с$. С ростом освещенности постоянные времени уменьшаются, причем с большей скоростью изменяется $\tau_н$. В среднем величины постоянных изменяются на порядок в интервале декад освещенности.

Зависимость постоянной времени от проводимости фоторезистора $G_ф$ аппроксимируется выражением

$$\tau = BG_ф^{-m},$$

где B и m — постоянные, значения которых определяются типом фоторезистора.

Температура окружающей среды также оказывает влияние на инерционность фоторезисторов. Постоянные времени максимальны на нижней границе рабочей области и уменьшаются при увеличении температуры. Относительно $t=20$ °С значение $\tau_н$, $\tau_с$ на предельных температурах могут отличаться в 2—3 раза.

При увеличении сопротивления нагрузки фоторезисторов с некоторого значения заметен значительный рост постоянной времени по спаду фототока и уменьшение постоянной времени по нарастанию. Для CdS, $CdSe$ фоторезисторов это нагрузка в 5...10 кОм.

Выдержка фоторезистора в темноте в течении 1 ч. и более

приводит к увеличению постоянной времени по нарастанию в 3—4 раза. Значение постоянной τ_c практически не меняется.

Дополнительная подсветка оказывает заметное влияние на инерционность фоторезисторов. В наибольшей мере она проявляется при работе со слабыми освещенностями. Например, дополнительная подсветка в 20 лк уменьшает постоянную $\tau_н$ в среднем в 4 раза с рабочей освещенностью 20 лк, в 2 раза при $E = 200$ лк, и в 1,1 раза при $E = 2000$ лк. Постоянная времени τ_c меньше подвержена влиянию фоновой подсветки.

Пороговая чувствительность фоторезисторов, т. е. минимальный лучистый поток определяется уровнем собственных шумов. Источником шумов являются: фоточувствительный элемент и площадь контакта с электродами. Уровень шумов прямо пропорционален прикладываемому напряжению за исключением области, близкой к предельному напряжению, где в характеристике появляется участок насыщения. Спектр шума имеет распределение, которое в первом приближении определяется как $1/f$. Как указывается в работе [3.2], на частотах выше 400 Гц уровень шума CdS, $CdSe$ фоторезисторов обратно пропорционален квадрату частоты.

Пороговая чувствительность пленочных сернисто-кадмиевых фоторезисторов достигает 10^{-10} лм.

Электроды у фоторезисторов с наименьшим уровнем шума изготавливаются из золота и индия.

Влажность окружающей среды оказывает влияние на негерметезированные фоторезисторы. Относительная влажность в 85 % приводит к обратной потере чувствительности на 10—15 %. Потери увеличиваются до 90 % и становятся необратимыми при длительной эксплуатации с влажностью, близкой к 100 %.

При рассмотрении стабильности параметров фоторезисторов необходимо выделить два варианта использования: длительная непрерывная эксплуатация и чередование функционирования с отдыхом. В первом случае в течение первых 50—100 часов эксплуатации происходит уменьшение общего тока соответственно и чувствительности фотоприемника, а затем параметры стабилизируются.

У отдельных типов фоторезисторов, например ФСК-2, общий ток напротив увеличивается. Уменьшение чувствительности прямо пропорционально выделяемой мощности рассеивания и может достигать 20...30 %, что связано в первую очередь с процессом усталости. Наряду с усталостью происходят медленные необратимые изменения парамеров фоторезисторов, вызванные старением.

Усталость вызывается разогревом фоточувствительного

элемента протекающим током. Это обратимое явление. В темноте полное восстановление свойств, вызванное усталостью, протекает за период до трех суток.

Если работа фоторезистора чередуется с его отключением, затемнением, то нестабильность параметров определяется усталостью, которая, как уже указывалось, зависит от выделяемой мощности рассеивания. Чувствительность изменяется незначительно при малой мощности рассеивания. Напротив, функционирование с максимальной мощностью рассеивания освещенного в течение нескольких часов фоторезистора приводит к уменьшению общего тока до 15 %. Нестабильность общего тока усиливается, если в нерабочем состоянии фотоприемник хранится в темноте.

С целью стабилизации параметров фоторезисторы нередко подвергают искусственному старению при максимальной либо выше максимально допустимой мощности рассеивания. Требуемые для режима старения значения прикладываемого к данному типу фоторезистора напряжения и освещенности подбираются экспериментально. Во многих случаях процесс заканчивается за 100 ч. В результате искусственного старения чувствительность фоторезистора практически стабилизируется, однако значение ее значительно уменьшается.

В конструкциях с фоторезисторами следует стремиться к полной засветке чувствительной площади. Если же случается ее частичная засветка, то параметры фоторезистора отличаются от паспортных и зависят от положения и размера освещаемой поверхности. При освещении узким световым пятном, перемещающимся по чувствительному элементу вдоль электродов, захватывая их, общий ток пропорционален площади освещаемой поверхности и нередко может изменять значение вследствие неравномерности чувствительности по поверхности элемента.

В случае направления перемещения узкого светового пятна перпендикулярно электродам сопротивление фотоприемника представляет собой последовательное соединение сопротивлений освещенной и неосвещенной частей рабочей поверхности, последнее из которых не остается постоянным с перемещением пятна. При этом изменяется общий ток и быстродействие фоторезистора, причем максимум общего тока отмечается тогда, когда световое пятно проходит центральную часть площади. Перемещение широкого светового пятна в направлении, перпендикулярном электродам дает рост общего тока, зависимость которого близка к квадратичной.

Конструкция и области применения фоторезисторов. Конструктивно фоторезисторы помещаются в пластмассовые

или металлостеклянные герметичные корпуса. Некоторые типы фоторезисторов с целью удобства создания сборок, получения минимальных размеров выпускают без корпуса (рис. 3.5). У относящихся к ним ФСК-1а, ФСД-1а, ФСК-7 чувствительный элемент приклеен к стеклянной подложке. Две модификации фоторезистора ФСК-7 имеют 3 электрода, что позволяет использовать дифференциальное включение.

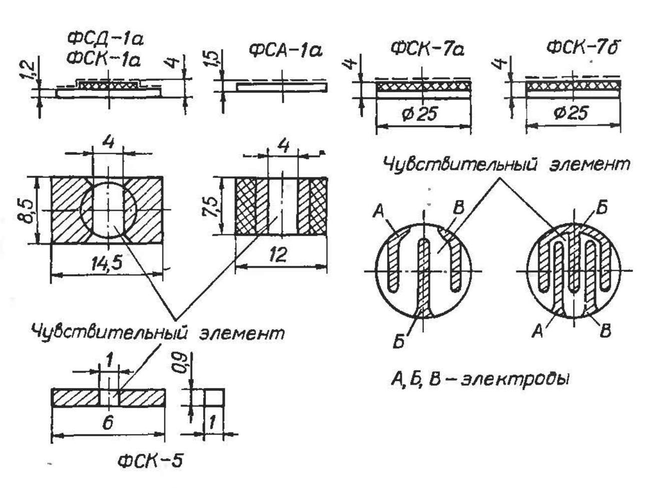


Рис. 3.5.
Бескорпусные фоторезисторы

Фоторезисторы, изготавливающиеся в пластмассовых корпусах, показаны на рис. 3.6. Выводы ФСК-1, ФСК-2, ФСК-6 рассчитаны на подключение в стандартную октальную панель. Фоторезисторы ФСК-6, ФСА-6 предназначены для работы в отраженном свете. Для этой цели используется отверстие, сделанное в центре. Чувствительный элемент покрыт прозрачным слоем лака. Фоторезисторы с пластмассовыми корпусами нельзя применять в условиях с повышенной влажностью.

Фоторезисторы в металлостеклянных герметичных корпусах изображены на рис. 3.7. В обозначении некоторых типов фоторезисторов и металлостеклянном корпусе добавляется буква «Г» — герметичный (например, ФСК-Г7, ФСА-Г1), а также буква «Т» для тропического исполнения (ФСК-Г1Т). У фоторезисторов ФСК-Г2, ФСА-Г2 электроды соединены с 4-м и 8-м штырьками октального цоколя. Фоторезисторы, помещенные в герметичные корпуса допускается использовать в условиях повышенной влажности, жидких непроводящих сред.

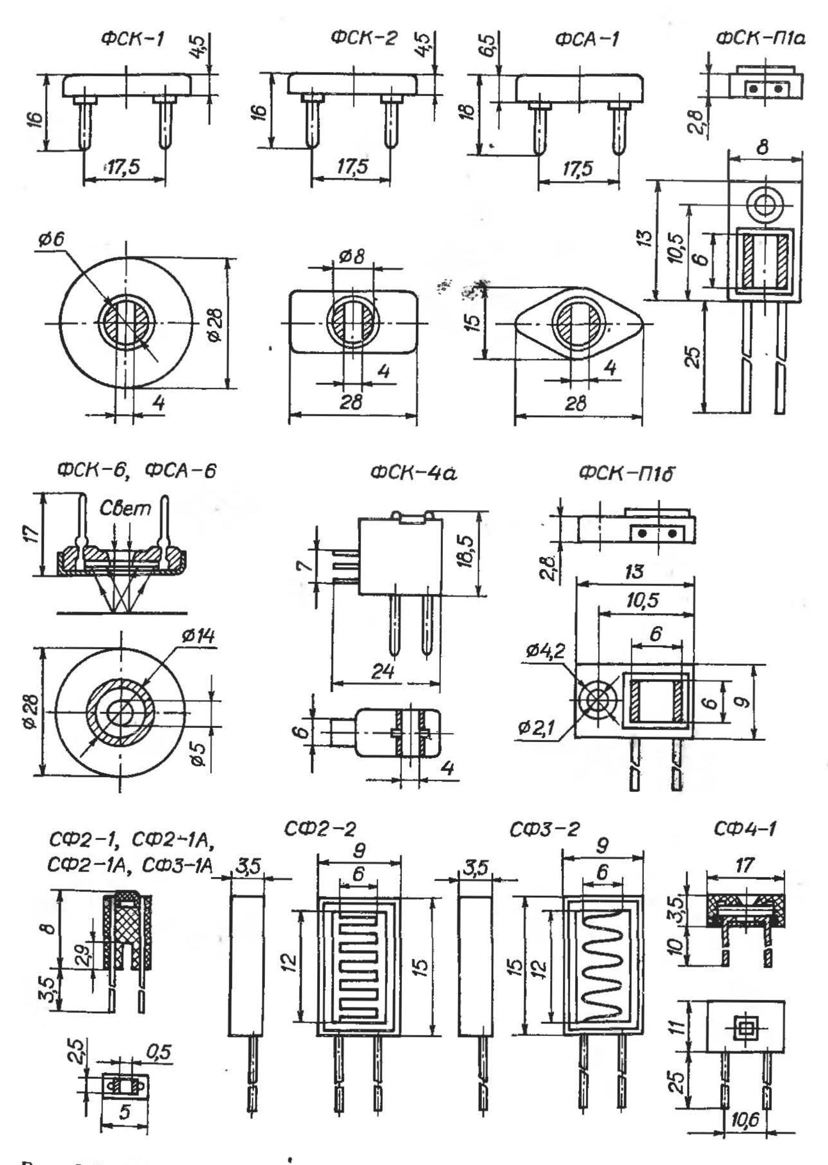


Рис. 3.6.
Фоторезисторы в пластмассовых корпусах

Сферу применения фоторезисторов определяют следующие положительные качества: наибольшая среди полупроводниковых фотоприемников чувствительность, приближаю-

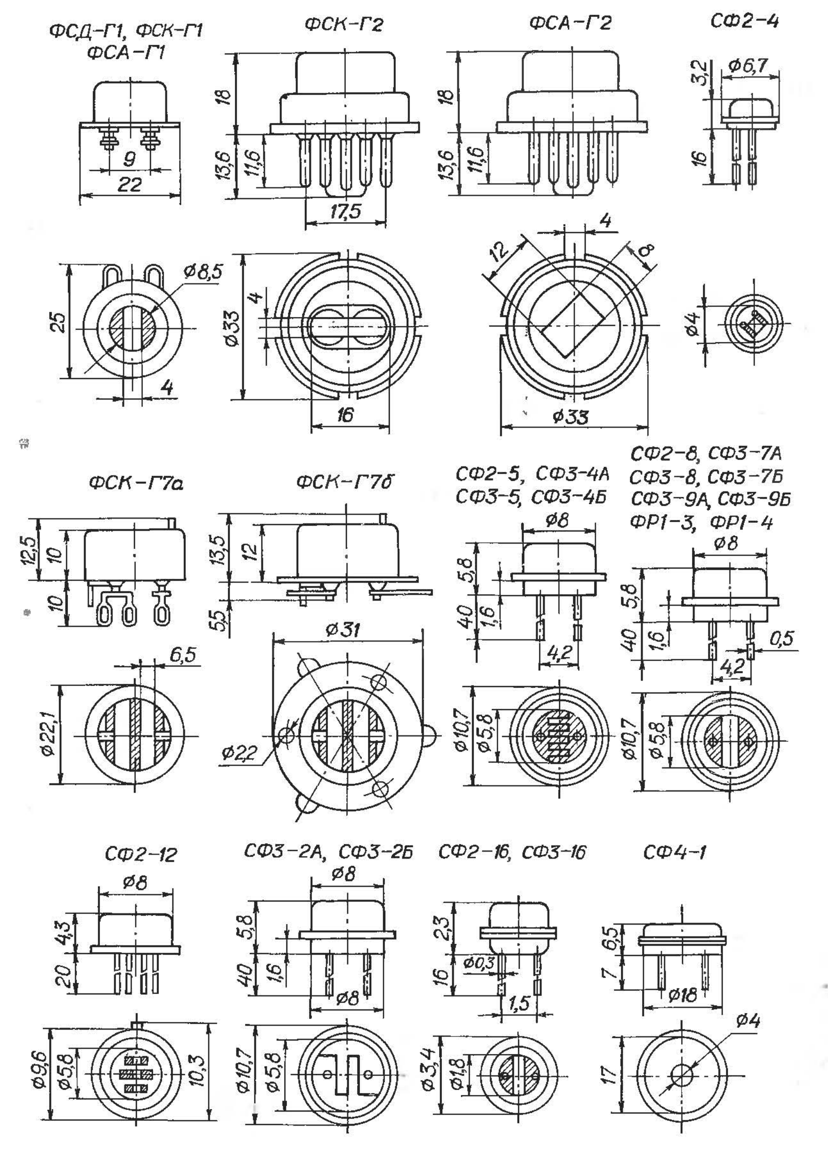


Рис. 3.7.
Фоторезисторы в металлостеклянных герметических корпусах

щаяся к чувствительности фотоэлектронных умножителей, низкий пороговый поток, достигающий при охлаждении $8 \cdot 10^{-14}$ Вт, значительно более высокие, чем у фотодиодов

и мощности рассеивания, линейная вольт-амперная характеристика, возможность передачи двухполярных сигналов. Основной недостаток — инерционность фоторезисторов. Однако во многих случаях практического использования она вполне удовлетворяет предъявляемым требованиям. Энергетическую характеристику фоторезистора сравнительно просто можно линеаризовать корректирующим преобразователем.

Фоторезисторы применяются в различных отраслях промышленности, военном деле, научных исследованиях.

По способу получения измерительной информации преобразователи делятся на контролирующие параметры источника излучения и параметры оптического канала. По форме выходного сигнала — на представляющие непрерывную информацию и пороговые преобразователи. Фотометры, люксметры, пирометры, экспонометры фото- и киноаппаратуры относятся к устройствам, измеряющим поток излучения самого источника. Фотореле могут принимать информацию как от источника излучения, так и от оптического канала, но в отличие от вышеуказанных устройств вырабатывают выходной сигнал в дискретной форме. В системах автоматики существует много разновидностей фотореле: устройства включения освещения улиц, тоннелей, помещений, световых огней аэропортов, сигнализаторы огня и дыма, схемы слежения за положением объекта, фотореле различных промышленных автоматов и т. д.

Большую группу составляют приборы, контролирующие оптические параметры среды, через которую распространяется лучистый поток [3.1]. При прохождении через прозрачное вещество (газ, жидкость, твердое тело) лучистый поток в зависимости от своего спектрального состава, свойств вещества, длины пути претерпевает изменения. По величине поглощенного, преломленного либо отраженного потока соответствующей области спектра, по изменению его поляризации определяют концентрацию контролируемого вещества или его компоненты. Данный принцип положен в основу приборов, измеряющих, например, концентрацию взвесей в сооружениях очистки сточных вод (КВСВ, М-101), концентрацию щелока в процессе варки сульфитной целлюлозы (АФК-57), наличие нитробензола в анилине (ФЖК-2), содержание сероводорода в газовых смесях (ФКГ-2), контролирующих качество авиационных горючесмазочных веществ, запыленность воздуха, наличие дыма, оптически активного вещества. В устройствах используются фоторезисторы видимой и ближней инфракрасной областей спектра.

Весьма многочисленны и разнообразны преобразователи с фоторезисторами, предназначенные для контроля место-

положения или геометрических параметров объекта [3.1]. В зависимости от конструкции устройства свет, падающий на фоторезисторы перекрывается самим контролируемым объектом либо связанным с ним элементом. Типичными представителями данных преобразователей являются устройства счета числа перемещающихся предметов, имеющие производительность до 50 000—80 000 отсчетов в час, измерения числа оборотов двигателя посредством диска с прорезью или флажка, связанных механически с валом двигателя и оптически с фотоприемником, устройства охраны помещений и территорий, преобразователи, контролирующие температуру в заданном диапазоне, давление газа, уровня жидкости, сыпучих сред, дозирующие автоматы, прибор, измеряющий амплитуду и частоту низкочастотной выбрации и т. д.

Фоторезисторы на основе сульфида свинца и селенида свинца применяются для дистанционного измерения температуры нагретых до 100—170 °С объектов, которые непрерывно выделяют лучистый поток инфракрасного диапазона. Такие фотоприемники функционируют в пирометрах, устройствах обнаружения и наведения летательных аппаратов, приборах контроля и управления технологическими процессами (например, управления прокатными станами, угольными, газовыми котлами), защитных сигнализаторах. Отличительными свойствами фотоприемников являются высокая обнаружительная способность и малая инерционность (в зависимости от глубины охлаждения постоянная времени —0,1—5 мкс). Фоторезисторы служат для детектирования слабых быстро меняющихся лучистых потоков и с успехом используются в спектрометрии. Широкое применение *InSb*, *HgCdTe* фоторезисторов в промышленности ограничивается необходимостью получения низких температур.

Фоторезисторы на основе германия, легированного примесями меди или ртути обладают спектральным диапазоном от 1 до 25 мкм.

Паспортные данные серийных фоторезисторов. Обозначение фоторезисторов состоит из четырех элементов. Первый элемент — буквы, обозначающие тип прибора (ФС — фотосопротивление, СФ — сопротивление фоточувствительное, ФР — фоторезистор).

Второй элемент — цифра или буква (для ранних выпусков приборов), обозначающие материал чувствительного элемента (2К — сернистый кадмий; 3Д — селенистый кадмий; 4— селенистый свинец; А — сернистый свинец).

Третий элемент — цифра, обозначающая порядковый номер разработки. Перед цифрой может стоять буква, ука-

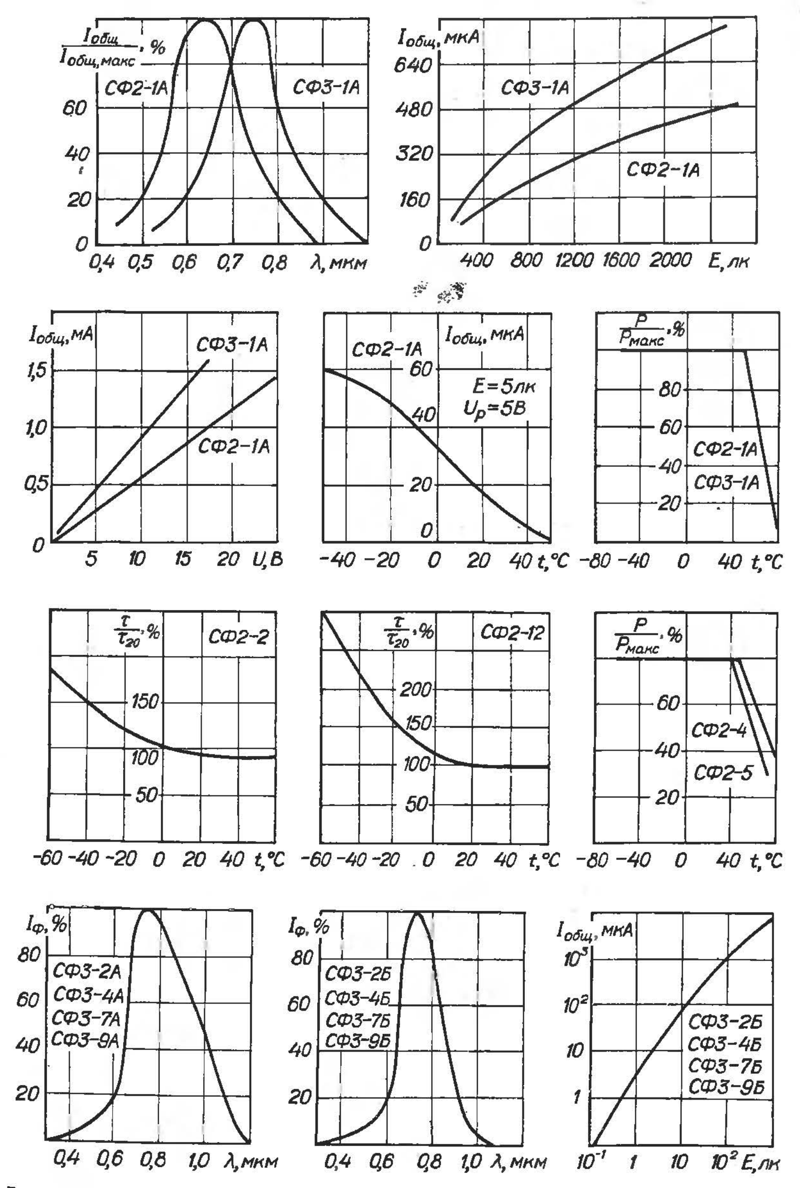
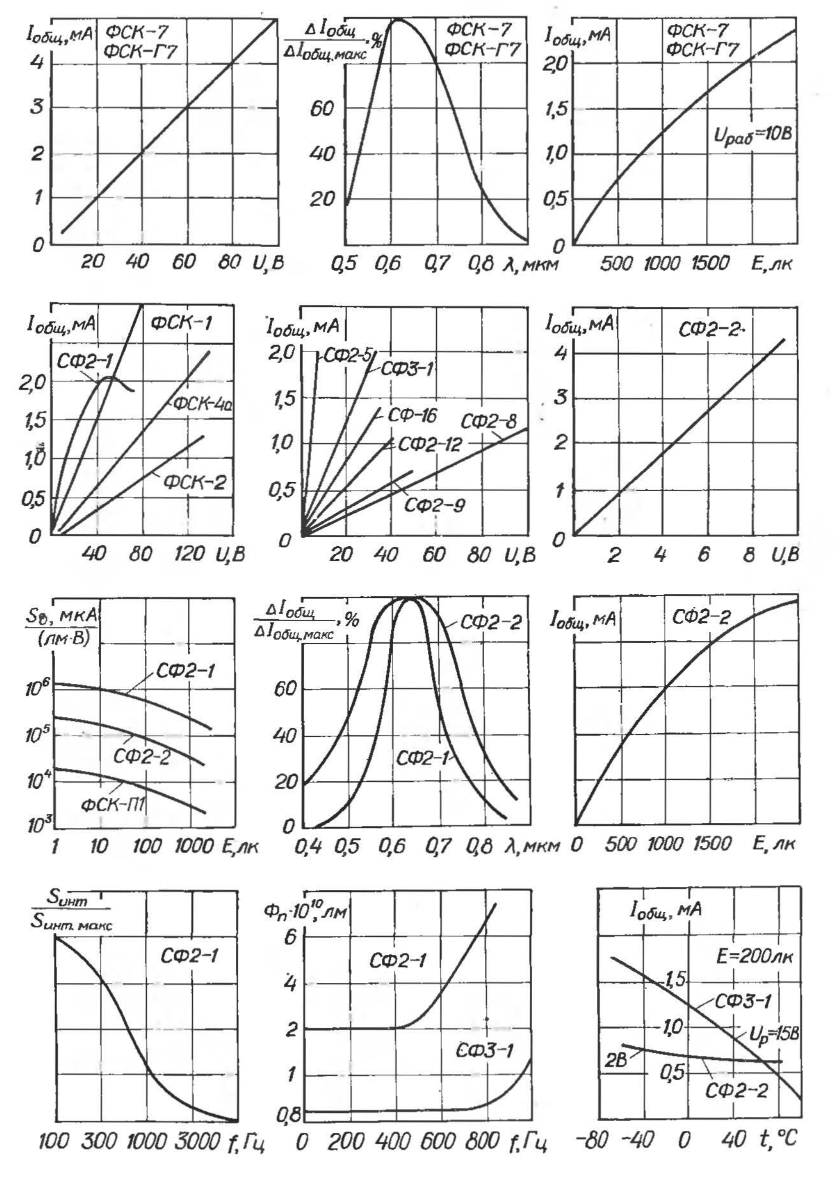


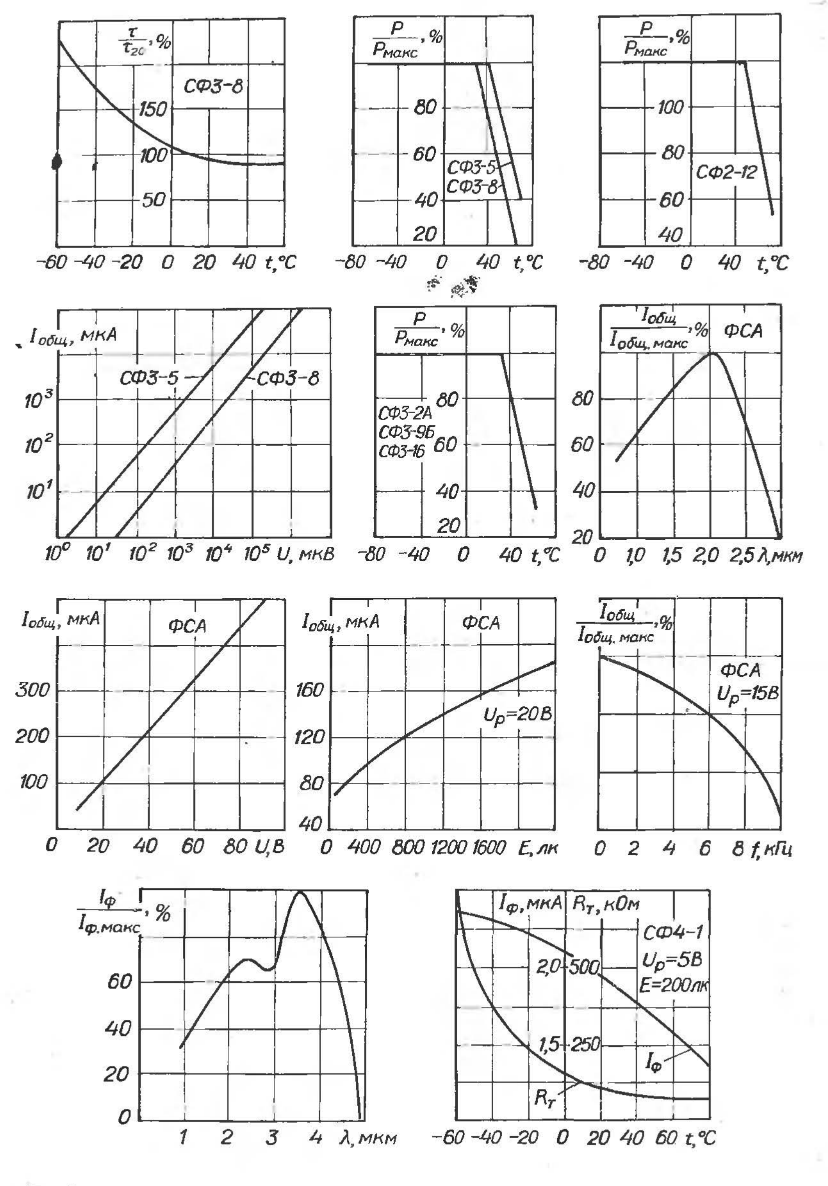
Рис. 3.8.
Характеристики серийно выпускаемых фоторезисторов

зывающая вариант исполнения (Г — герметичный) или способ изготовления чувствительного элемента (П — пле-



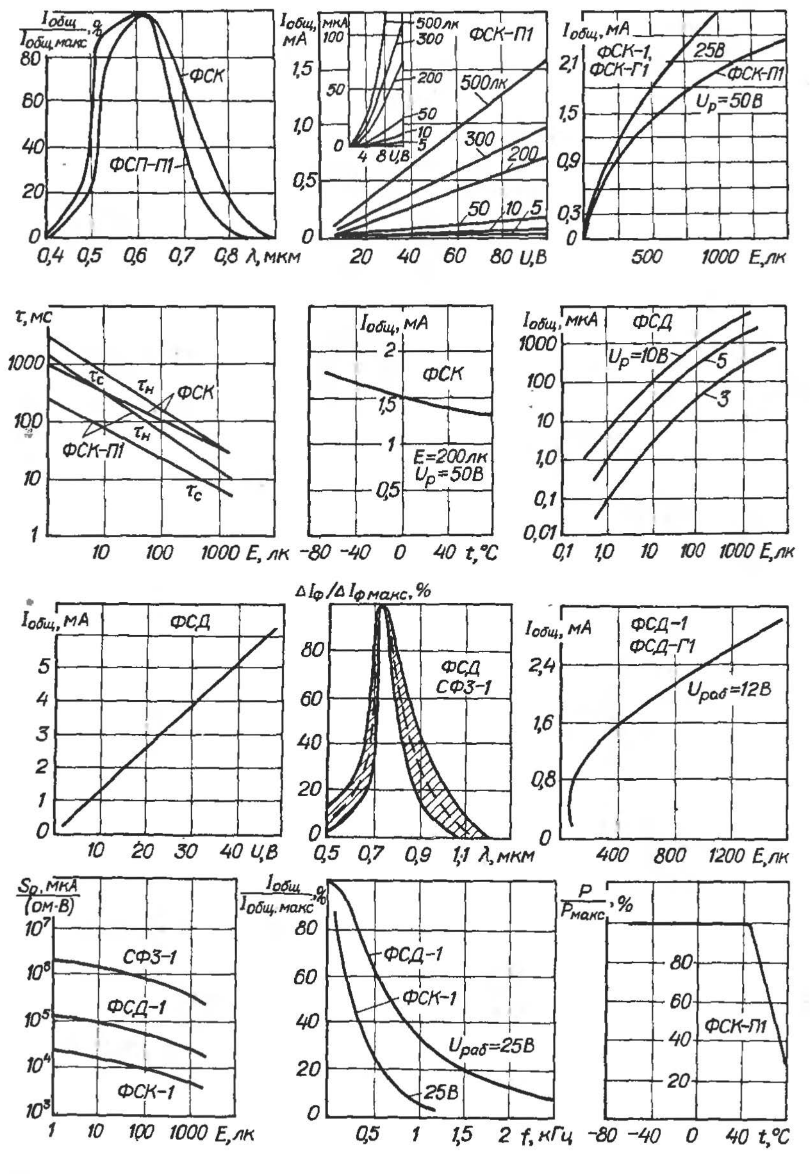
Продолжение рис. 3.8.

ночный, М — монокристаллический). Если фоторезистор предназначен для эксплуатации в условиях повышенных температур и влажности, то после цифры ставится буква «Т».



Продолжение рис. 3.8.

Параметры фоторезисторов видимой части спектра приведены в табл. 3.1, а инфракрасной области — в табл. 3.2. Характеристики фоторезисторов изображены на рис. 3.8.



Продолжение рис. 3.8

Таблица 3.1.

Параметры фоторезисторов, предназначенных для работы в видимой части спектра

Тип	$U_р$, В		$I_{макс}$, мкА	$I_{общ\ мин}$, мкА	$S_о$, мкА/(лм·В)	$R_т$, МОм не менее	$R_т/R_с$	$S_и$, А/лм	$\alpha_т$, %/ °С	$\tau_н$, с	$\tau_с$, с	$U_{ш\ макс}$, мкВ/В	$P_{макс}$, мВт	$\Delta I_ф$, %	$R_и$, МОм
	рабочее	макс.													
СФ2-1, СФ2-1А	15	25	1	500	—	15	500	—	—0,3...—0,4	0,08	0,02	10	10	±25[1]	—
СФ2-2	2	—	1	500	—	2	500	—	—0,4	0,06	0,02	—	50	±30	—
СФ2-4	5	15	1	500	—	15	200	—	—0,7...+0,4	0,125	0,035	10	10	±30	100
СФ2-5	1,3	10	⩾1	500	—	1	400	—	—0,2...+0,4	0,02	0,05	—	25	±25	200
СФ2-6	3	—	6	100	—	—	—	—	—	—	—	—	50	—	—
СФ2-8	100	150	1	100	—	100	1000	—	⩽±0,3	0,025	0,02	10	125	±30	—
СФ2-9	25	100	—	250—900	—	3,3	33	—	⩽±0,4	0,05	0,03	—	125	—	—
СФ2-12	5	15	1	200—1200	—	15	600	—	⩽±0,2	0,025	0,025	10	10	±25	200
СФ2-16	10	15	3	300	—	3,3	100	—	⩽—0,9	0,1	0,04	—	10	±30	—
ФПФ7-А, ФПФ7-Б, ФПФ7-В	6	20	—	600—1200	—	1	—	—	$\leqslant 0{,}6^{-3}$	⩽3[3]	—	—	50	—	100
ФПФ9-2	6	20	—	2000—1200	—	>1	—	—	0,08...0,012	⩽6,5[4]	⩽7,5[4]	—	50	—	—
СФ3-1, СФ3-1А	15	—	0,5	1500	$60\cdot10^4$	30	1500	—	—0,4...—1,5	0,06	0,01	10	10	±25[1]	—
СФ3-2	5	150	1	500	$80\cdot10^4$	500	500	—	—	—	—	—	100	±30	—
СФ3-2А	10	—	2	3000	—	5	—	—	+0,4...—0,9[5]	0,02	0,02	10	—	±30	500
СФ3-4А	1,5	—	1,5	2000	—	1	—	—	+0,4...—0,9[5]	0,02	0,02	10	—	±30	500
СФ3-7А	—	20	1	2000	—	20	—	—	+0,4...—0,9[5]	0,02	0,02	10	—	±30	500
СФ3-9А	—	50	1	2000	—	50	—	—	+0,4...—0,9[5]	0,02	0,02	10	—	±30	500
СФ3-2Б	10	—	0,01	1500	—	1000	—	—	+0,5...—2[6]	0,008	0,008	10	—	±30	500
СФ3-4Б	1,4	—	0,015	1200	—	100	—	—	+0,5...—2[6]	0,008	0,008	10	—	±30	500
СФ3-7Б	—	20	0,01	1200	—	2000	—	—	+0,5...—2[6]	0,008	0,008	10	—	±30	500
СФ3-9Б	—	50	0,01	1000	—	5000	—	—	+0,5...—2[6]	0,008	0,008	10	—	±30	500
СФ3-5	2	6	1	500	—	2	500	—	—1,5...+0,4	0,01	0,01	10	50	±30	—

Таблица 3.1 (продолжение)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
СФЗ-8	20	50	1	500	—	20	500	—	−1,5...+0,4	0,01	0,01	10	25	±30	—
СФЗ-16	—	10	1	50	—	10	—	—	+0,5...+2	0,02	0,02	—	—	±30	100
ФСД1, ФСД-1а, ФСД-Г1	20	—	10	1500	$3\cdot10^4$	2	150	15	−1,5	0,04	0,02	10	50	±20	1000
ФСК-1, ФСК-1а	50	400	15	1500	$7\cdot10^3$	3,3	100	2,8	−0,2	0,05	0,03	10	125	±20	1000
ФСК-2	100	300	30	600	1600	3,3	20	0,5	+0,3...−0,42	0,14	0,14	300	125	±30	200
ФСК-4а	25	200	30	1500	$15\cdot10^3$	1,6	50	3,0	—	—	—	—	125	±30	—
ФСК-5	50	—	5	83	$22\cdot10^4$	10	17	5	—	—	—	—	50	±30	—
ФСК-6	50	350	15	1500	6000	3,3	100	0,28	+0,3...−0,5	0,14	0,14	300	200	±30	100
ФСК-7а	50	200	100	350	250	0,5	8	0,15	±0,4	0,2	0,2	10	350	±30	—
ФСК-7б	10	100	100	800	7500	0,1	20	3,6	±0,4	0,2	0,2	10	350	±30	—
ФСК-Г1	50	—	15	1500	7000	3,3	100	2,1	±0,4	0,2	0,2	10	120	±20	1000
ФСК-Г2	50	—	30	2500	7000	1,6	83	2,1	+0,3...−0,6	0,14	0,12	300	200	±30	1000
ФСК-Г7	50	200	10	1000	1800	5	100	0,7	±0,4	0,1	0,1	10	350	±30	—
ФСК-П1а, ФСК-П1б	100	600	1	1000	8000	100	1000	4,8	−0,4...−0,5	0,08	0,02	—	100	±30	—

[1] для СФ2-1А и СФЗ-1А ±30 %

[5] при температуре от +20° до −70 °С $\alpha_т = 0{,}2...-0{,}2$ %/°С

[6] при температуре от +20 °до −70 °С $\alpha_т > 0{,}5$ %/°С

[2] при освещенности 10 лк

[3] при освещенности 1 лк

[4] при освещенности 0,05—0,5 лк

Примечание: Пороговый поток СФ2-1 $(2-4)\cdot10^{-10}$ лм; СФЗ-1 $(2-8)\cdot10^{-11}$ лм.

Таблица 3.2.

Параметры фоторезисторов, предназначенных для работы в инфракрасной области спектра

Тип	$U_р$, В	$R_т$, кОм	$R_т/R_с$	So, мкА/(лм·В)	S_u, В/Вт	$\alpha_т$, %/°C	$\tau_{макс}$, мкс	$\Phi_{п.\ макс}$, мкВт	$U_ш$, мкВ/В	$P_{макс}$, мВт	$\lambda_{макс}$, мкм	λ'', мкм	$\Delta I_ф$, %	$R_н$, МОм
СФ4-1	15—20	0,1—1000	—	—	100—1000	—	0,3—0,5	—	1—3	10	3—3,5	4,8	—	—
ФР1-3	15	39—560	—	—	240	—	400	0,0324	20	6	1,5	3,2	—	—
ФР1-4	25	82—2200	—	—	82	—	400	0,0972	20	8	1,5	3,2	—	—
ФСА-1 ФСА-1А	2—100	22—1000	1,2	500	1500	—1,5	40	0,1	10	10	2,1	2,7	±30	—
ФСА-6	5—30	47; 68; 100; 150; 220; 330	1,1	500	1500	—1,5	40	0,1	150—300	10	2,1	2,7	±30	—
ФСА-Г1 ФСА-Г2	4—40	47—470	1,2	500	1500	—1,5	40	0,1	10	10	2,1	2,7	±30	1000

3.2. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ФОТОРЕЗИСТОРОВ

Основными схемами включения фоторезисторов являются: схема, представляющая собой последовательное соединение фотоприемника и сопротивление нагрузки, мостовая и дифференциальная. Последние две, как правило, применяются при наличии двух фоторезисторов, один из которых рабочий, а второй служит для сравнения и включения в опорный оптический канал устройства. В простейшем случае показывающий прибор непосредственно включается в цепи делителя напряжения, а также мостовой и дифференциальной схем (рис. 3.9, *а, б, в*). С помощью переменных резисторов R_1 регулируют чувствительность показывающего прибора соответственно диапазону изменения контролируемого светового потока. Резисторами R_2 мостовой и дифференциальной схем производят начальную установку тока плеч при одновременном освещении рабочего и вспомогательного фотоприемников равным световыми потоками. Балансировка необходима вследствие разброса параметров фоторезисторов. С помощью показывающего прибора можно не только измерить освещенность, но и зафиксировать знак ее отклонения от некоторого опорного значения. В мостовой и дифференциальной схемах стрелка прибора указывает на нуль при достижении освещенности рабочего фоторезистора постоянного значения, равного освещенности фоторезистора канала сравнения. В схеме делителя показывающий прибор регулируется на нулевую отметку при подаче на фоторезистор, принятого за отсчетное, значение светового потока.

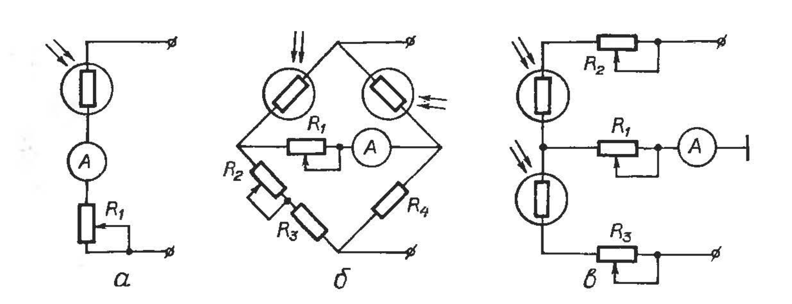


Рис. 3.9.
Схемы включения фоторезисторов:
а — потенциометрическая,
б — мостовая;
в — дифференциальная

В тех же схемах включения измерительный прибор можно заменить пороговыми или усилительными элементами. Это — электромагнитное реле, реле на магнитоуправляемых контактах, магнитные усилители, электронные лампы, тиратроны, транзисторы, тиристоры, операционные усилители. В настоящее время чаще применяются полупроводниковые приборы, которые могут выполнять коммутирующие, усилительные и суммирующие функции.

При совместной работе с фоторезисторами им не свойственна высокая инерционность электромагнитных реле, реле на магнитоуправляемых контактах, магнитных усилителей, а также громоздкость и значительная потребляемая мощность электронных ламп, тиратронов. С появлением операционных усилителей в большой мере преодолены такие традиционные недостатки полупроводниковых приборов, как температурная нестабильность и разброс параметров. Так, температурный дрейф ЭДС смещения операционных усилителей с входными каскадами на составных биполярных транзисторах составляет обычно 2...20 мкВ/°С, на полевых транзисторах —50 мкВ/°С.

Температурный коэффициент среднего входного тока усилителей при $t=20$ °С примерно на порядок ниже температурного коэффициента фототока фоторезисторов, который определяется при освещенности в 200 лк и резко увеличивается с уменьшением освещенности. Погрешность передачи сигнала операционным усилителем в первую очередь зависит от элементов, включенных во входные цепи и цепь обратной связи усилителя, и в меньшей степени от собственных параметров усилителя (напряжения смещения нуля, разности входных токов, величины и нестабильности коэффициента усиления, входного сопротивления). На рис. 3.10 показаны делительная (*а, б*) и мостовая (*в*) схемы включения фоторезисторов совместно с ОУ.

В схеме (рис. 3.10, *а*) ОУ служит для преобразования сопротивления фоторезистора в напряжение, которое определяется как

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{ф}}}{R_1}U_0. \tag{3.1}$$

Как уже упоминалось выше, энергетическую характеристику фоторезистора принято представлять выражением

$$I_{\text{ф}} = cUE^{\alpha},$$

где произведение cE^{α} представляет собой проводимость фоторезистора.

При неизменных условиях эксплуатации в силу линей-

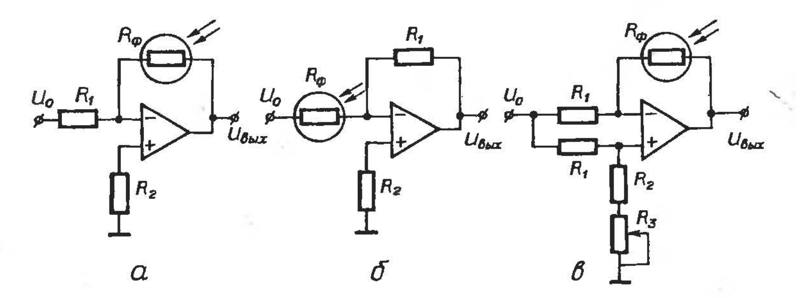


Рис. 3.10. Схемы включения фоторезисторов в цепи операционных усилителей:
а,б — потенциометрические; *в* — мостовая

ности вольт-амперной характеристики сопротивление фотоприемника зависит только от уровня освещенности. Поэтому (3.1) запишется как

$$U_{вых} = -\frac{U_0}{CR_1E^{\alpha}}.$$

С ростом освещенности выходное напряжение уменьшается. Зависимость выходного напряжения от освещенности повторяет люкс-омическую характеристику фоторезистора. Если поменять местами резистор R_1 и фоторезистор (рис. 3.10 *б*), то выходной сигнал будет изменяться в соответствии с энергетической характеристикой фоторезистора

$$U_{вых} = -CR_1E^{\alpha}U_0.$$

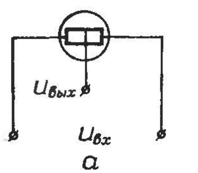
В мостовой схеме (рис. 3.10, *в*) выходное напряжение определяется из выражения [3.3].

$$U_{вых} = \frac{R_{фо} - R_ф}{R_1 + R_{фо}}U_0. \quad (3.2)$$

Значения резисторов R_1 необходимо выбирать равными сопротивлению $R_{фо}$ фоторезистора в темновом режиме либо при освещенности, принятой за отсчетную. Однако вследствие разброса параметров фоторезисторов, обусловленного неточностью подбора, старением, как правило, значения $R_{фо}$ и R_1 несколько отличаются. Схема сбалансирована ($U_{вых} = 0$), если $R_{фо} = R_2 + R_3$. Для этого на неинвентирующий вход ОУ последовательно с R_2 включается переменный резистор R_3, с помощью которого производится начальная установка схемы. В мостовой схеме выходной сигнал пропорционален только приращению сопротивления фотоприемника и не зависит от его абсолютного значения. Выражение (3.2) можно записать в виде

$$U_{вых} = \pm \frac{\Delta R_ф}{R_1 + R_{фо}} U_о,$$

где $\Delta R_ф$ — приращение сопротивления фоторезистора относительно отсчетного значения $R_{фо}$; знак плюс берется, если за $R_{фо}$ принимается темновое сопротивление фоторезистора $R_т$ или значение, соответствующее минимальной освещенности; знак минус — при равенстве $R_{фо}$ наименьшему сопротивлению фоторезистора в рабочем диапазоне. Рассмотренная мостовая схема содержит один фоторезистор, но с целью компенсации дестабилизирующих внешних воздействий можно резисторы R_2, R_3 заменить вторым фоторезистором с параметрами возможно более близкими к первому.



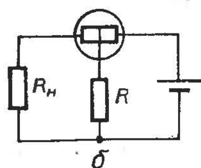


Рис. 3.11.
Схемы включения дифференциальных фоторезисторов

В схемах, включающих два фотоприемника, нередко удобно использовать дифференциальные фоторезисторы (рис. 3.11). Выходное напряжение первой (рис. 3.11, *а*) пропорционально отношению сопротивлений плеч фоторезистора, которые при идентичности плеч зависят от размера освещаемых площадей и уровней освещенности

$$U_{вых} = \frac{R'_E}{R''_E} U_{вх},$$

где R'_E, R''_E — сопротивление плеч. Вторая схема (рис. 3.11,*б*) является коммутатором. Отношение токов через нагрузку в темновом режиме ($I_т$) и под действием светового потока ($I_ф$) определяется выражением

$$\frac{I_т}{И_ф} = \frac{R_т^2 + 2R_т R + R_н(R_т + R)}{R_E^2 + 2R_E R + R_н(R_E + R)},$$

где $R_т$ и R_E — соответственно темновое и световое сопротивление плеч фоторезистора. В случае $R \cong 0{,}5(R_т + R_E)$ и $R_E > R_н$ выражение упрощается

$$\frac{I_т}{I_ф} \cong \frac{R_т^2}{R_E^2}.$$

Достоинством данного коммутатора является повышенная коммутационная способность, так как отношение токов нагрузки равно вместо обычного отношения сопротивлений отношению квадратов сопротивлений.

3.3. МЕТОДЫ И СХЕМЫ КОРРЕКЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК

Основными недостатками фоторезисторов являются значительная инерционность, нелинейность люкс-амперной характеристики, зависимость сопротивления от температуры. Указанные недостатки в значительной мере устраняются с помощью корректирующих преобразователей. Однако их использование не всегда оправдано. Например, в большинстве случаев нецелесообразно корректировать динамические характеристики фоторезисторов, так как проще применить другой тип фотоприемника с требуемым быстродействием. Люкс-амперную характеристику можно линеаризовать с помощью относительно простых преобразователей, реализующих один из методов аппроксимации (ступенчатой, кусочно-линейной, полиномиальной, дробно-рациональной). Люкс-амперную и люкс-омическую характеристики фоторезистора удобно аппроксимировать дробно-рациональной зависимостью или экспоненциальным полиномом. Погрешность приближения рациональной дробью первого порядка составляет значения порядка 1 %, что меньше погрешности аппроксимации первыми двумя членами экспоненциального полинома.

Рассмотрим схемы корректирующих преобразователей, с высокой точностью линеаризующих характеристик резистивных датчиков. Нелинейными элементами схем являются только сами первичные преобразователи. На рис. 3.12 показан мостовой преобразователь сопротивления в напряжение [3.4), обладающий цепью линеаризующей обратной связи, изменяющей напряжение питания моста. В мост включены два фоторезистора, один из которых связан с измеряемым световым потоком. Питание на мост подается через симметрирующий операционный усилитель А1 с выхода сумматора А3. Измерительная диагональ моста нагружена на дифференциальный усилитель А2. Первый вход сумматора А3 соединен с опорным напряжением U_o, а на второй подается выходное напряжение преобразователя, образуя петлю положительной обратной связи, изменяющей питание моста. Зависимость выходного напряжения преобразователя от приращения сопротивления фоторезистора $\Delta R_ф$ имеет вид

$$U_{вых}=\frac{b\cdot\Delta Rф}{a_o+a_1\Delta R_ф},$$

где $b=R_3R_5(2R_2+R_1)$; $a_o=2R_фR_1R_3R_4$;
$a_1=R_4(R_1R_3-2R_2R_5-R_1R_5)$.

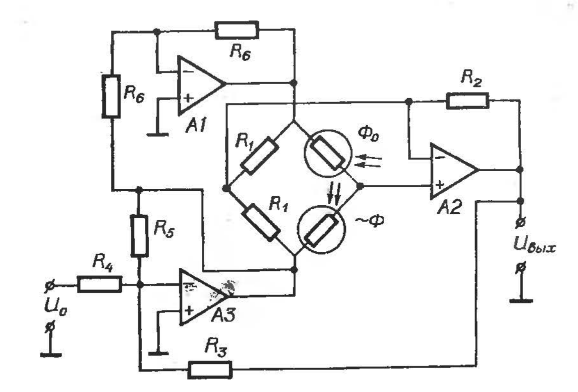


Рис. 3.12. Мостовой преобразователь с линеаризованной функцией преобразования

Путем рационального выбора значений и знаков b, a_0, a_1 можно линеаризовать зависимость $U_{вых}$ от $\Delta R_ф$.

Несколько бо́льшими возможностями обладает преобразователь (рис. 3.13), выходное напряжение которого определяется выражением

$$U_{вых}=\frac{a_0 U_0[b_0+b_1 K(E)]}{1-a_1 K(E)}, \quad (3.3)$$

где a_0, a_1, b_0, b_1 — коэффициенты передач соответственно первого A1 и второго A2 сумматоров;

K(E) — зависимость коэффициента передачи параметрического элемента от освещенности.

Параметрический элемент представляет собой операционный усилитель, в цепи которого включен фоторезистор (рис. 3.14). Применяется делительная и мостовая схема включения фоторезистора.

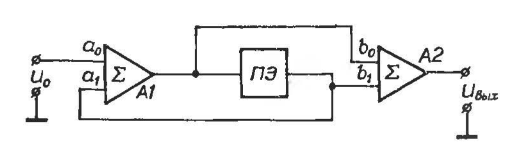


Рис. 3.13. Преобразователь для коррекции люкс-омической характеристики фоторезистора

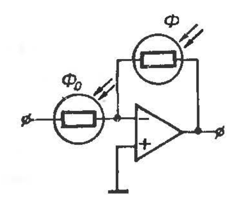


Рис. 3.14. Параметрический элемент корректирующего преобразователя

Значения коэффициентов передач b_0, b_1, a_1, линеаризующих выражение (3.3), получают расчетным путем.

Преобразовать (рис. 3.13) с погрешностью, равной нулю, линеаризует функцию преобразователя, которая точно описывается дробно-линейным выражением. Если же соединить параллельно два таких преобразователя, причем выходные сумматоры объединить в один, то получим корректирующий преобразователь, точно линеаризующий характеристики пары фоторезисторов, представленные рациональной дробью второго порядка. Такое описание характеристики фотоприемника эквивалентно аппроксимации ее полиномом четвертого порядка. Остаточная нелинейность в параллельно соединенном корректирующем преобразователе снижается в 2—4 раза по сравнению с преобразователем, изображенным на рис. 3.13.

Аналогичные по точности результаты дает переключение коэффициентов передач сумматоров A1, A2 (рис. 3.13) в точке характеристики фоторезистора, разделяющего диапазон измерения на два участка. Каждому участку характеристики соответствуют свои коэффициенты передач. Требуемая коммутация реализуется путем введения в схему двух компараторов, схемы управления и трех ключей. Один компаратор служит для начальной установки схемы, а второй — для задания уровня переключения. Компараторы включаются между выходом A2 и схемой управления, представляющей собой простую логическую цепь, которая управляет ключами. Ключи соединяют необходимые в данный момент входы сумматоров [3.5].

В алгоритмах расчета коэффицентов передач сумматоров используют чебышевский либо среднеквадратичный критерий близости дробного выражения, определяющего зависимость выходного напряжения преобразователя, к требуемой зависимости. Определяется глобальный экстремум выражений

$$\min \max_{x<[x_1,\, x_2]} P(x) | U_{\text{вых тр}}(x) - U_{\text{вых}}(x, \vec{A}) |,$$

$$\min \Sigma\, p(x)\ [U_{\text{вых тр}}(x) - U_{\text{вых}}(x, \vec{A})]^2, \quad (3.4)$$

где $\vec{A}$ — вектор коэффициентов передач;

$[x_1, x_2]$ — диапазон измерения;

$P(x)$ — весовая функция.

В первом случае задача сводится к последовательному решению систем линейных неравенств [3.5], во втором — выражение $U_{\text{вых}}(x, \vec{A})$ приводится к виду, позволяющему линеаризовать систему уравнений, получаемую методом наименьших квадратов.

Рассмотренные корректирующие преобразователи по существу являются измерительными функциональными преобразователями. Форму требуемой зависимости выходного

напряжения $U_{вых\ тр}(x)$ можно задавать произвольной (логарифмической и др). С другой стороны не всегда необходимо линеаризовать собственно характеристику фоторезистора или нелинейность моста. Например, в приборах, контролирующих оптические параметры среды, выходное напряжение, как правило, нелинейно зависит от измеряемой концентрации. В этом случае в линеаризуемое выражение следует подставить зависимость коэффициента передачи параметрического элемента от контролируемого параметра.

Если требуется последовательно преобразовать информацию от группы фоторезисторов, то схема преобразователя (рис. 3.13), дополняется ключем, соединяющим фотоприемники с параметрическим элементом. Одновременно с подключением фоторезистора необходимо изменить коэффициенты передач сумматоров. Эта операция в случае малого числа датчиков выполняется ключами аналогично корректирующему преобразователю с делением диапазона измерения на участки; при большем числе фоторезисторов — с помощью цифроуправляемых сопротивлений, установленных во входные цепи сумматоров. Коды управления сопротивлениями, управления ключом, коммутирующим фотоприемники, поступают из запоминающего устройства, являющегося, как и корректирующий преобразователь, частью некоторой системы.

Влияние температуры окружающей среды на фоторезисторы настолько велико, что если не принять меры по его ослаблению, то фоторезистор можно использовать только как переключающий элемент. Методы уменьшения температурной зависимости заключаются в параметрической термокомпенсации и термостатировании.

Построение схем термокомпенсации затрудняется двумерностью температурной характеристики сопротивления фоторезистора. Приращение сопротивления фоторезистора, вызванное изменением температуры, зависит еще от уровня освещенности. Например, у фоторезистора СФЗ-1 температурный коэффициент фототока изменяется от значения 1,3 %/°С при 10 лк до 0,2 %/°С при освещенности 1000 лк [3.2]. Поэтому в сигнал от компенсирующего элемента, чувствительного к температуре, следует вводить поправку, которая учитывает уровень освещенности. Если можно использовать постоянный световой поток от источника излучения, то естественно применить в качестве термокомпенсирующего элемента фоторезистор с близкими к рабочему параметрами. Вспомогательный фоторезистор с постоянной засветкой E_0 может включаться в мостовую, дифференциальную схемы (рис. 3,9, *б,в*), что нередко используется при построении канала сравнения измерительных приборов, либо

в цепи операционного усилителя (рис. 3.10, *а,б*). В любой схеме включения компенсация температурной погрешности будет осуществляться в участке диапазона измерения вблизи E_0, так как только для этого участка соблюдается равенство температурных коэффициентов рабочего и вспомогательного фоторезисторов. Ширина участка термокомпенсации будет значительной в области сильных освещенностей (более 100 лк). В области слабых освещенностей фоторезисторы обладают наибольшим температурным коэффициентом и даже изменение освещенности на единицы люкс вызывает значительную разницу в его значении. Чтобы с заданной погрешностью исключить влияние температуры во всем диапазоне освещенностей, необходимо установить ряд уровней засветки вспомогательного фотоприемника, причем большинство из них в области слабых освещенностей. Число поддиапазонов можно сократить подачей на рабочий фоторезистор фоновой засветки 10—20 лк. Введение фоновой засветки позволяет в среднем на порядок уменьшить значение наибольшего температурного коэффициента рабочего фоторезистора.

При этом пороговая чувствительность фоторезистора уменьшается незначительно. Например, для фоторезисторов на основе *CdS* достаточно задать 3...4 уровня засветки вспомогательного фоторезистора в диапазоне от долей люкса до 1000 лк, чтобы осуществить термокомпенсацию с разницей в значениях температурных коэффициентов фоторезисторов на границах поддиапазонов 0,1 %/°С.

В некоторых случаях термокомпенсацию с применением вспомогательного фоторезистора можно выполнять одновременно с коррекцией нелинейности. Так, если параметрический элемент рассмотренного преобразователя выполнен по схеме, изображенной на рис. 3.10 *а, б*, то при разделении всего диапазона измерения преобразователя на участки необходимо одновременно с переключением коэффициентов передач сумматоров изменять уровень постоянной засветки вспомогательного фоторезистора. Естественно при этом следует учитывать ступенчатое изменение коэффициента передачи параметрического элемента на границах поддиапазонов.

3.4. ФОТОДИОДЫ

Принцип действия и конструкция. В зависимости от принципа действия различают два основных типа фотодиодов: диффузионные и дрейфовые.

Диффузионные фотодиоды представляют собой структуру с однородным распределением примеси в *p-n* областях. При облучении фотоприемника потоком спектрального состава, соответствующим области собственного поглощения полупроводника, в его объеме генерируются электронно-дырочные пары. Электронно-дырочные пары, находящиеся на расстоянии, равном или меньшем диффузионной длины L от *p-n* перехода, разделяются полем перехода. Неосновные носители переходят область перехода, а основные — остаются. В результате образуется дополнительное электрическое поле, противоположно направленное полю *p-n* перехода, что приводит к снижению высоты потенциального барьера. Величина разности потенциалов, возникающая вследствие облучения фотодиода зависит от интенсивности потока облучения и сопротивления внешней цепи. В случае разомкнутой цепи все генерированные носители скапливаются у *p-n* перехода, понижая потенциальный барьер на максимальную величину $U_{\text{хх}}$. Если диод замкнут накоротко, то все разделенные носители протекают во внешнюю цепь, образуя наибольшее возможное значение тока короткого замыкания $I_{\text{кз}}$.

Не все, генерированные под действием фотонов, носители разделяются потенциальным барьером *p-n* перехода. Для оценки эффективности процесса разделения носителей тока служит коэффициент собирания носителей Q [3.6].

$$Q=\frac{I_{\text{кз}}}{qN},$$

где N — число поглощенных в полупроводнике носителей;
q — заряд электрона.

В диффузионном фотодиоде трудно добиться высокого коэффициента собирания. Так, в коротковолновой области спектрального диапазона диода часть электронно-дырочных пар образуется в приповерхностном слое базы на значительном удалении l от *p-n* перехода ($l > L$). Эти носители рекомбинируют. В длинноволновой области диапазона излучение проникает вглубь полупроводника за *p-n* переходом, слабо поглощаясь.

Коэффициент собирания выше у диодов с базой *p*-типа, так как коэффициент диффузии электронов больше диффузионной постоянной дырок.

У дрейфового фотодиода в базе присутствует внутреннее электрическое поле, которое ускоряет движение носителей к *p-n* переходу. Поле равно нулю у поверхности базы и достигает максимального значения у *p-n* перехода. Напряженность поля E пропорциональна градиенту концентрации примеси в рас-

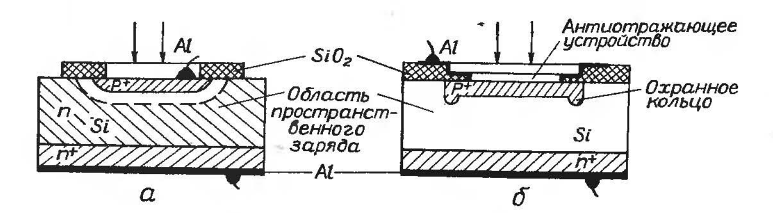


Рис. 3.15.
Устройство кремниевых фотодиодов
а — дрейфового;
б — *р*-типа

сматриваемой точке. Необходимый профиль распределения примеси в базе создается в процессе изготовления диода. Гауссовский профиль распределения получают ионно-лучевым и диффузионным методами легирования. Эффективное распределение генерированных носителей достигается в том случае, когда ширина области пространственного заряда больше средней глубины проникновения в полупроводник. Для *p-n* фотодиода в спектральном диапазоне, 0,45 — 0,6 мкм толщина области пространственного заряда должна быть от 1 до 3 мкм. Коэффициент собирания носителей дрейфового фотодиода выше, чем у диффузионного.

Фотодиод со структурой *p-i-n* представляет собой тонкие низкоомные *p* и *n* области, между которыми помещен высокоомный протяженный *i*-слой, в котором поглощается до 90 % падающей мощности. Функционирует *p-i-n* фотодиод при обратном смещении. Практически все приложенное напряжение падает на *i*-слое, создавая область сильного поля, ускоряющего образованные действием лучистого потока носители. Дрейфовый механизм переноса носителей в *p-i-n* фотодиоде сводит к минимуму рекомбинационные потери. Коэффициент собирания *p-i-n* структуры пропорционален толщине *i*-слоя *d* [3.6].

$$Q=1-l^{-\alpha d},$$

где α — коэффициент поглощения.

В большинстве случаев фотодиоды обладают планарной конструкцией (свет падает перпендикулярно *p-n* переходу). Различают плоскостные и точечные фотодиоды. Наиболее распространены — плоскостные кремниевые фотприемники. На рис. 3.15 показаны структуры кремниевых фотодиодов: а) — дрейфового, б) — *p-i-n*. Ориентировочные толщины слоев *p-i-n* диода следующие: *p* — области 0,5 мкм, *i* — слоя 40 мкм, *n* — области 10 мкм, защитного окисла SiO_2 — 0,8 мкм [3.7]. Антиотражающая поверхность позволяет уменьшать потери

излучения из-за отражения до 30 %. Поверхность выполняется в виде тонких слоев двуокиси кремния или халькогенидных стекол.

Основной конструкцией германиевых фотодиодов также является плоскостная, но встречается и точечная. Конструкция фотодиодов не отличается от конструкции обычных германиевых диодов. Применяются как металлический, так и пластмассовый корпусы.

Характеристики фотодиодов. Идеальный фотоприемник обладает спектральной характеристикой чувствительности в виде прямой линии (рис. 3.16) вследствие того, что фототок $I_ф$ пропорционален потоку фотонов, число которых в свою очередь пропорционально длине волны излучения. Выражение [3.8] S(А/Вт)$=0{,}8Q\lambda$ (мкм) определяет теоретическое значение чувствительности в спектральном диапазоне ($\lambda<\lambda''$). Так как предполагается, что каждый фотон генерирует один носитель тока, то идеальная спектральная характеристика не учитывает зависимости от длины волны коэффициента собирания носителей; коэффициента поглощения; квантовой эффективности полупроводника. Реальная характеристика вследствие этого нелинейна и продходит ниже идеальной.

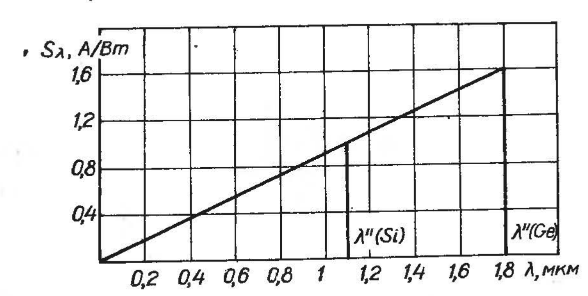


Рис. 3.16. Спектральная характеристика чувствительности идеального фотодиода

Спектральную чувствительность фотодиода, полагая что квантовый выход равен единице, определяют из выражения

$$S_\lambda=(1-R)\cdot Q\cdot\frac{1}{1{,}24},$$

где R — коэффициент отражения от поверхности.

Максимум спектральной характеристики фоточувствительных структур из кремния находится вблизи 0,86 мкм, но в зависимости от конструкции и применяемой технологии может сдвигаться от 0,6 мкм до 1,1 мкм. Длинноволновая граница достигает значений $\lambda''\approx1{,}2$ мкм. Для германиевых фотодиодов максимум спектральной характеристики находится вблизи $\lambda_{макс}=1{,}5$ мкм, длинноволновая граница спектральной чувствительности достигает $\lambda''=2$ мкм.

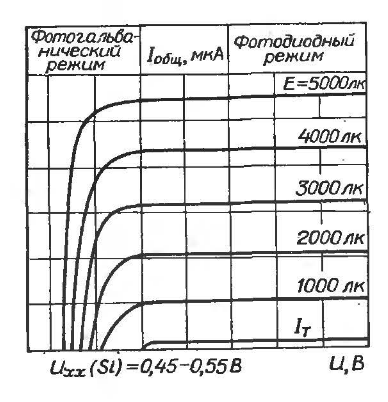


Рис. 3.17.
Вольт-амперные характеристики фотодиодов

В диапазоне 1,0—15 мкм германиевые и кремниевые фотодиоды вытесняются структурами на основе *InSb*, *InAs*, *GaAs*, *GaAlAs*, *GaSbAl*. Тройные соединения $Pb_{1-x}Sn_xTl$, $Hg_{1-x}GdTl$ удобны для изготовления фотодиодов инфракрасной области спектра, соответственно 4—30 мкм и 0,8—30 мкм. Конкретная спектральная характеристика в указанной области получается выбором величины *X*, регулирующей ширину запрещенной зоны.

Чувствительность к излучению с длиной волны $\lambda < 0{,}45$ мкм, которое поглощается в поверхностном слое, обладают структуры с барьером «металл — полупроводник» (диод Шоттки).

Спектральная характеристика зависит от приложенного к фотодиоду напряжения. Так, у кремниевых фотодиодов, включая *p-i-n* диоды, максимум характеристики для большинства приборов сдвигается в область больших длин волн при подаче обратного смещения.

Повысить чувствительность кремниевых *p-i-n* диодов в 2—5 раз позволяет структура с полным внутренним отражением света, работающего в ближней инфракрасной области спектра. Для реализации многократного отражения излучения на тыльной поверхности фотодиода создается рельеф в виде *Y*-образных канавок. В фотодиодах с отражающим рельефом длина пути прохождения света в несколько раз превышает толщину пластины полупроводника. Ход луча определяется законами геометрической оптики, так как период рельефа больше длины волны излучения. В структуре достигается хорошее поглощение излучения и высокий коэффициент собирания носителей. Вольт-амперные характеристики фотодиода изображены на рис. 3.17. Обычно прямую ветвь характеристик не рассматривают, так как фотодиоды применяются при нулевом либо отрицательном смещении. Режим работы фотодиода без внешнего смещения называется фо-

тогальваническим, с отрицательным смещением — фотодиодным. Вольт-амперная характеристика в темновом режиме не отличается от зависимости обратного тока обычного диода

$$I_т = I_0 \left[exp \left(\frac{qU}{kT'} \right) - 1 \right]$$

где I_0 — ток насыщения; k — постоянная Больцмана; q — заряд электрона.

В фотодиодном режиме темновой ток максимален и равен току насыщения. Темновой ток промышленных образцов нередко достигает единиц, десятков единиц микроампер. На 2—3 порядка ниже темновой ток фотодиодов.

Параллельно зависимости темнового тока при отрицательном смещении располагаются характеристики, соответствующие уровням освещенности фотодиода. Ход характеристик объясняется тем, что значение фототока определяется числом поглощенных фотонов и слабо зависит от приложенного напряжения. Линии равноудалены друг от друга, что свидетельствует о линейности энергетической характеристики фотодиода.

В случае нулевого смещения значение фототока зависит от сопротивления нагрузки $R_н$ фотоприемника, изменяясь от тока короткого замыкания ($R_н = 0$) до нуля ($R_н = \infty$). Таким образом, в фотогальваническом режиме диод является источником фото-э.д.с. Для типичных фотодиодов напряжение холостого хода $U_{хх}$ не превышает 700—750 мВ.

Энергетическая характеристика фототока в фотодиодном режиме практически линейна в диапазоне до 5—6 декад освещенности, нелинейность составляет порядка 1 %. В фотогальваническом режиме линейность сохраняется для сопротивлений нагрузки, намного меньших дифференциального сопротивления фотодиода. При этом нагрузочная прямая занимает положение, близкое к вертикальному, а напряжение на нагрузке не превышает 100 мВ. Увеличение сопротивления нагрузки приводит к сужению линейного участка характеристики. Температурная характеристика темнового тока фотодиодов близка к экспоненциальной. В диапазоне отрицательных температур темновой ток изменяется слабо, а в области положительных — в среднем удваивается на каждые 10 °С. При положительных температурах у большинства фотоприемников наблюдается гистерезис темнового тока: при остывании ток на 10—15 % выше, чем при нагреве.

Интегральная чувствительность кремниевых фотодиодов в фотодиодном режиме незначительно (в пределах до 5 %) изменяется в интервале рабочих температур. Монохроматическая чувствительность в диапазоне $\lambda_{макс} - \lambda''$ увеличивается с ростом температуры.

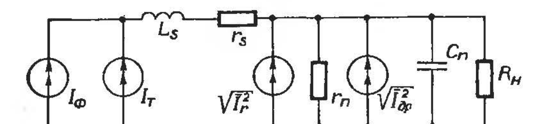


Рис. 3.18. Эквивалентная схема фотодиода

Частотная характеристика чувствительности позволяет оценить быстродействие фотоприемников. Граничная частота фотодиода в зависимости от типа и режима работы может составлять от единиц до сотен мегагерц.

Быстродействие фотодиода в основном определяется временем пролета носителей фототока от места их образования до разделения потенциальным барьером. Примерно на порядок меньше составляющая инерционности вследствие постоянной времени, образованной емкостью $C_п$ и сопротивлением $r_п$ p-n перехода, а также сопротивлением r_s, включающим сопротивления растеканию тока в базе и в коллекторе, сопротивления контактов (рис. 3.18). Полоса частот фотодиода определяется из выражения [3.9]

$$\Delta F = (1 + r_s/r_n)\, 2\pi r_s C_n,$$

в котором не учитывается влияние сопротивления нагрузки $R_н$. Им можно пренебречь, если $R_н \geqslant 10 r_n$. Последнее условие может не выполняться при включении фотоприемника во входную цепь операционного усилителя.

Для диффузионных фотодиодов с базой p-типа, толщина которой $\delta = 1/\alpha$ такова, что рекомбинацией в ней можно пренебречь в предположении, что все излучение поглощается в p-области, среднее время пролета носителей равно

$$t_n = \delta^2/(2...8) D_n,$$

где D_n — коэффициент диффузии электронов.

Если учитывать поглощение в p и n областях, то наибольшее время пролета в одной из них определяет инерционность фотоприемника.

В дрейфовых фотодиодах механизм переноса носителей заключается в диффузии при наличии электрического поля. Внутреннее электрическое поле на порядок уменьшает время пролета носителей в базе.

Минимальное быстродействие наблюдается для фотогальванического режима работы, так как в этом случае максимальна емкость перехода и наименьшая ширина объемного заряда.

В обратносмещенном p-i-n фотодиоде под действием сильного поля i-области носители вследствие дрейфа быстро достигают p-n перехода с незначительными рекомбинационными потерями ($Q \approx 1$). Граничная частота p-i-n диода при равномерном образовании электронно-дырочных пар по всему i-слою определяется следующим выражением [3.6]

$$f = 1{,}7 \cdot \mu \cdot U_{обр} / \delta^2 \pi,$$

где μ — подвижность носителей.

Численные значения $f_{гр}$ для структур с толщиной i-слоя 0,2 мм; 0,05 мм; 10 мкм при $U_{обр} = 50$ В соответственно равны 30 МГц; 400 МГц; 10МГц.

В фотогальваническом режиме инерционность p-i-n диода увеличивается примерно на порядок вследствие того, что электрическое поле распространяется не на весь i-слой. Наряду с дрейфом носители переносятся и диффузией. Однако уже при $U_{обр} \cong 1$—2 В ширина области объемного заряда становится больше глубины поглощения излучения ($1/\alpha$) и диффузионное разделение носителей практически прекращается.

Емкость p-n перехода определяется шириной i-слоя W [3.9].

$$U_{п} = A(EE_o / W),$$

где E, E_o — соответственно диэлектрическая проницаемость полупроводника и вакуума ($8{,}86 \cdot 10^{-14}$ Ф/см);

A — площадь p-n перехода.

Фотодиоды обладают наибольшим среди полупроводниковых фотоприемников быстродействием.

Постоянная времени p-n структур составляет 10^{-5}—10^{-7} с, p-i-n диодов — 10^{-8}—10^{-10} с.

Пороговый поток $\Phi_{п}$ представляет собой минимальный фиксируемый поток излучения, амплитуда которого модулирована по синусоидальному закону. Значение порогового потока ограничена шумами фотоприемника. Для кремниевых фотодиодов в зависимости от размера чувствительного элемента, конструкции и режима работы $\Phi_{п} = 10^{-12}$—10^{-15} Вт.

Важным параметром, позволяющим сравнить физически и конструктивно разнородные фотоприемники, является обнаружительная способность — величина, обратная пороговому потоку в заданной (обычно единичной) полосе частот

$$D^* = \sqrt{A \Delta F} / \Phi_{п},$$

где A — площадь фоточувствительного элемента;

ΔF — полоса частот.

На рис. 3.19 показаны кривые зависимости обнаружительной способности кремниевых фотодиодов с площадью чувствительного элемента 0,02 см^2; 0,2 см^2; 1 см^2 от длины волны [3.10].

Достаточно высокой обнаружительной способностью в инфракрасном диапазоне обладают структуры на основе $InSb - 1 \cdot 10^{11} \cdot$ см $\cdot$ Гц$^{1/2}$ / Вт; $HgCdTe - 1 \cdot 10^{10}$ см $\cdot$ Гц$^{1/2}$ /Вт; $PbS - 1 \cdot 10^{11} \cdot$ см $\cdot$ Гц$^{1/2}$ / Вт.

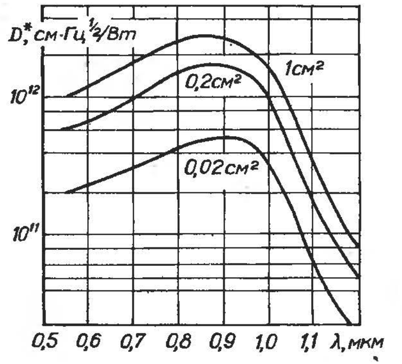


Рис. 3.19.
Спектральная зависимость обнаружительной способности кремниевых фотоднодов

В паспортных данных фотоприемников встречаются значения порогового потока в единичной полосе частот

$$\Phi_{п1} = \Phi_{п}/\sqrt{\Delta F},$$

удельного порогового потока (см. § 3.1)

$$\Phi^*_{п} = \Phi_{п1}/A.$$

Основные виды шумов фотодиода: тепловой, дробовой и избыточный, который обратно пропорционален частоте модуляции. В зависимости от схемы включения преобладает тепловой шум или избыточный.

Природа теплового шума обусловлена хаотическим движением носителей тока внутри фотоприемника

$$I_r{}^2 = h\nu\Delta F G_0/exp(h\nu/кT - 1),$$

где $h\nu$ — энергия фотона; h — постоянная Планка;

ν — частота монохроматического электромагнитного излучения;

G_0 — проводимость полупроводника.

Дробовой (генерационно-рекомбинационный) шум появляется при протекании тока через *p-n* переход. Дробовой шум вызывается флуктуациями во времени носителей тока. Его определяют по выражению

$$I^2_{др} = 2qI_0\Delta F,$$

где I_0 — среднее значение тока.

Применение и паспортные данные фотодиодов. Фотодиоды являются наиболее массовым типом фотоприемников. В фотодиодном режиме в полной мере реализуются такие положительные свойства, как широкий спектральный диапазон, линейная энергетическая характеристика, высокое быстродействие, временная стабильность характеристик. В фотогальваническом режиме работы у фотодиодов ниже уровень шумов и темновых токов. Основной недостаток рассматри-

ваемых фотопреобразователей — температурная зависимость темнового тока, который в фотодиодном режиме может приближаться к значениям фототока. В отличие от фоторезисторов фотодиоды не обладают внутренним усилением фототока.

Классификация преобразователей с фотодиодами не отличается от приведенной в 3.1 классификация фоторезисторов.

Во многом совпадают и области применения. Наиболее характерные из них: считывание информации с перфолент, перфокарт, воспроизведение звука с лент. В фотосчитывателях фотодиоды, источники излучения собраны в блоки и образуют оптические каналы, через которые перемещается носитель информации. Максимальная частота устройства при использовании светодиода в качестве источника излучения составляет единицы МГц для фотогальванического режима и десятка МГц для фотодиодного.

Фотодиоды используются в преобразователях линейных и угловых перемещений [3.6, 3.7]. На контролирующую поверхность прозрачного диска или ленты наносят в соответствии с требуемым угловым или линейным разрешением рисунок. Скорость вращения (перемещения) можно определить подсчетом числа световых импульсов, которые падают на фотоприемник, проходя через контролируемую поверхность и узкую диафрагму (щель) от светодиода. Информацию о направлении получают при помощи муаровых картин. В этом случае устанавливаются 2—4 фотодиода, каждый из которых принимает световые импульсы, сдвинутые на 90 град. по пространственной фазе относительно соседнего фотоприемника. Амплитуда импульсов обратно пропорциональна плотности муаровой картины.

Кремниевый фотодиод — наиболее подходящий фотоприемник в приборах и информационно-измерительных системах контроля параметров излучателей и индикаторов визуального отображения информации [3.9]. Так как устройства производят измерение фотометрических параметров, то фотоэлектрический преобразователь должен обладать спектральной характеристикой, приближающейся к чувствительности среднего человеческого глаза. Для корригирования спектральной чувствительности фотодиодов в состав преобразователя включают светофильтры.

Фотодиоды применяются в различных системах контроля и управления технологическими процессами. Например, для контроля параметров процесса осаждения и травления пленок в технологии производства интегральных схем [3.11].

Кремниевые фотодиоды с *p-n* и *p-i-n* структурами являются основными фотоприемниками оптронов [3.9].

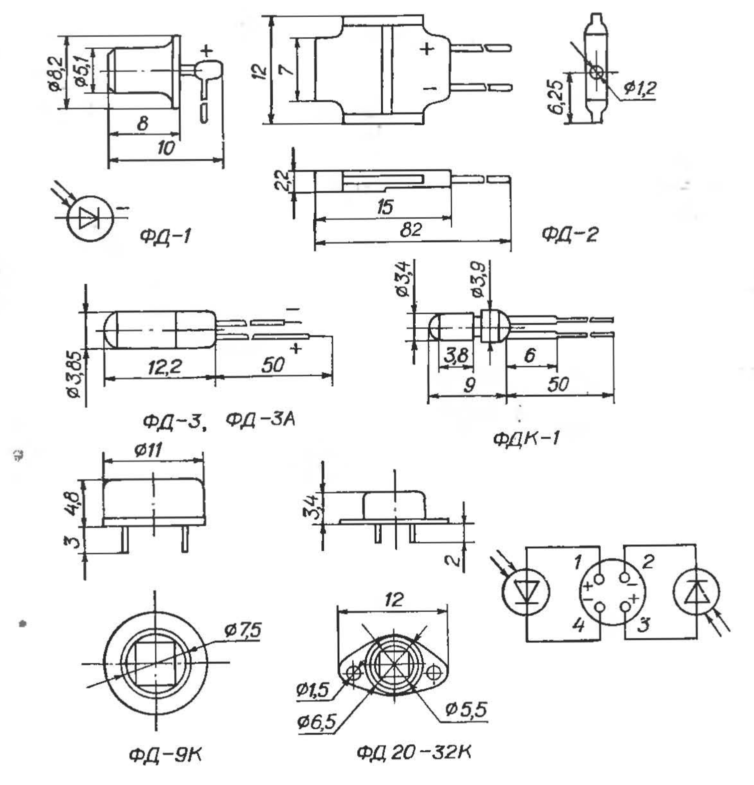


Рис. 3.20.
Конструктивное выполнение некоторых типов фотодиодов

Паспортные данные серийных фотодиодов приведены в таблице 3.3, а на рис. 3.20 — эскизы конструкций некоторых из них.

3.5. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ФОТОДИОДОВ

Датчики на фотодиодах выполняются на основе делительных мостовых либо дифференциальных схем. Однако из-за отсутствия в фотодиодах внутреннего усиления фототока, они в отличие от фоторезисторов обычно применяются совместно с усилительными элементами. При выборе схем включение следует учитывать, что в фотодиодном режиме приемник излучения имеет большую интегральную чувствительность и меньшую емкость *p-n* перехода, а в фотогальваническом — минимальный темновой ток и повышенную температурную стабильность.

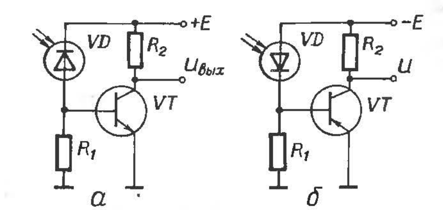


Рис. 3.21.
Схемы включения фотодиодов в усилительные каскады на биполярных транзисторах

На рис. 3.21 приведены схемы, в которых фотодиоды управляют работой усилительных каскадов на *n-p-n* (рис. 3.21, а) и *p-n-p* (рис. 3.21, б) транзисторах. Значение тока, протекающего через сопротивление R_1 в цепи базы транзистора, определяется уровнем освещенности фотодиода, включенного с обратным смещением.

Фотодиоды эффективно используются для приема модулированного излучения как с фоновой засветкой, так и без нее [3.10]. Чувствительность измерительного преобразователя пропорциональна сопротивлению нагрузки фотоприемника. Его максимальное значение определяется из требований быстродействия, ограничиваемого емкостью *p-n* перехода, и линейности в динамическом диапазоне принимаемого сигнала для фотогальванического режима работы. Чтобы входное сопротивление активного элемента не шунтировало сопротивление нагрузки фотоприемника, которое может быть достаточно высоким, применяют полевые транзисторы. В схеме (рис. 3.22, *а*) фотодиод включен в фотогальваническом режиме. При сопротивлении R_1 порядка 1 МОм напряжение на фотодиоде равно напряжению холостого хода (U_{xx}), а энергетическая характеристика близка к логарифмической. Принимаемый сигнал искажен. С уменьшением R_1 до единицы килоом нагрузочная прямая пересекает

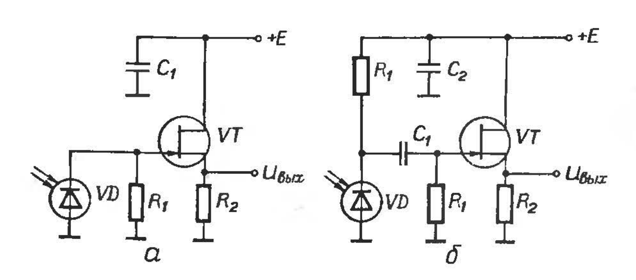


Рис. 3.22.
Схемы включения фотодиодов в усилительные каскады на полевых транзисторах

Параметры серийно выпускаемых фотодиодов

Таблица 3.3

Тип	$U_р$, В	$I_т$, мкА	$S_о$	$\lambda_{макс}$, мкм	$\lambda'...\lambda''$	$Ф_п$	τ, с	$E_{макс}$, лк	$A_{эфф}$, мм²	*l*, мм	Ф, мм	Площадь чувствительного слоя, мм	*m*, г
ФД-1	15	30	⩾20 мА/лм	1,6	0,4...1,9	$1,5\cdot10^{-10}$ лм	10^{-15}	—	5	18	8,2	5	0,9
ФД-2 (гр. 1)	30	25; 40 (40°С)	⩾20мА/лм	1,6	0,4...1,9	(2,8...1,4 $\cdot10^{-10}$ лм	10^{-5}	—	1	22×10×15	—	1,1	0,5
ФД-2 (гр. 2)			15...19 мА/лм							2,2×10×15			
ФД-3	10	15; 110 (60°С)	20 мА/лм	1,6	0,4...1,9	$1,1\cdot10^{-10}$ лм	10^{-6}	—	2	9	3,85	3	0,42
ФД-3А	10	10; 65 (60°С)	10 мА/лм	1,6	0,4...1.9	$1,8\cdot10^{-10}$ лм	$5\cdot10^{-6}$	—	2	9	3,85	3	0,42
ФД-4	20	30	20 мА/лм	1,6	0,4...1,9	$1,5\cdot10^{-10}$ лм	10^{-5}	—	—	—	—	5	—
ФД-5Г	15	8; 40 (40°С)	⩾25 мА/лм	1,6	0,4...1,9	$5\cdot10^{-9}$ лм/ /Гц$^{1/2}$	$3\cdot10^{-5}$	—	2,5	10	8	—	1
ФД-К1	20	3	3 мА/лм	1,0	0,5...1,2	$3\cdot10^{-10}$ лм	10^{-5}	—	—	9	3,9	—	—
КФ-ДМ (гр. 1)	20	1; 3,5 (75°С)	7,5...15 мА/лм	1,0	0,5...1,2	(3,8...7,6) $\cdot10^{-11}$ лм	10^{-6}	—	—	12	3,87	1...2	0,8
КФ-ДМ (гр. 2)	—	5	$1,5\cdot10^{-2}$ А/лк	—	—	$5\cdot10^{-3}$ лм	10^{-5}	—	—	—	—	—	—
ФД-А2	20	3	6...7 мА/лм	1,0	0,5...1,2	(2...5) $\cdot 10 \cdot10^{-13}$ Вт	10^{-6}	—	—	—	—	—	—
ФД «Порог» (гр. 1)	—	0,1...0,3	0,5 мкА/лк 5 мА/лм	1,0	0,5...1,2	(4,6...6) $\cdot 10^{-11}$ лм	10^{-6}	—	—	—	—	∅ 10 мм	
ФД-6К	20	1; 7 (75°С)	$1,4\cdot10^{-2}$ мк А/лк 20 мА/лм	1,0	0,5...1,2	$2,8\cdot10^{-11}$ лм	10^{-6}	—	2	14	5,5	—	1,6
ФД-7Г	10	10	—	—	0,3...1,8	—	$5\cdot10^{-6}$	1050	—	—	—	5	—
ФД-7К	27	5; 30 (75 °С)	0,47 мкА/лк	0,8	0,4...1,2	—	—	—	78	6,5	19,6	—	6,8
ФД-8К (гр. 1)	20	1; 2 (60°С)	$8\cdot10^{-3}$ мкА/лк	1,0	0,5...1,2	$1,4\cdot10^{-10}$ лм	$7,5\cdot10^{-6}$	—	—	—	—	—	—
ФД-8К (гр. 2)	20	3	4 мА/лм	1,0	0,5...1,2	$2,5\cdot10^{-10}$ лм	$7,5\cdot10^{-6}$	—	—	—	—	2	—

ФД-9Э111А	10	≤10; ≤80 (50 °C)	≥17 мА/лм	1,5	0,4...1,8	—	≤$1,2\cdot10^{-7}$	—	1	17,1	8	—	2,5
ФД-9Э111Б	10	≤20	≥17 мА/лм	1,5	0,4...1,8	—	≤$2\cdot10^{-7}$	—	1	17,1	3	—	2,5
ФД-9Э111Г	10	≤25; 40% (50 °C) 70% (−50 °C)	—	1,5	0,4...1,8	—	≤$2,5\cdot10^{-7}$	—	1	17,1	8	—	2,5
ФД-9К	10	10; 25 (50 °C)	3 мА/лм	—	—	—	—	—	19,6	9	11	24	1,6
1690	20	1	4 мА/лм	—	—	—	—	—	—	—	—	2	—
1691	0	1	0,7 мА/лм	—	—	—	$3\cdot10^{-6}$	—	—	—	—	2	—
ГД-20	45	<10	> $3\cdot10^{-6}$ мА/лк	1,55	0,4...1,9	при 500 лк	10^{-5}	—	—	—	—	—	—
ГД-50	45	<10	> $5\cdot10^{-5}$ мА/лк	1,55	0,4...1,9	при 300 лк	10^{-5}	—	—	—	—	—	—
ФД-23К	20	1,0	$1,4\cdot10^{-2}$ мкА/лк	—	0,5...1,12	—	10^{-5}	4500	—	—	—	2...3	—
ФД-24К	27	5,0	0,47 мкА/лк	—	0,47...1,12	—	10^{-5}	1100	—	—	—	78	—
ФД-25К	20	1,0	$8\cdot10^{-3}$ мкА/лк	—	0,5...1,12	—	$7,5\cdot10^{-6}$	2000	—	—	—	2...3	—
ФД-26К	0	3,0	$8\cdot10^{-3}$ мкА/лк	—	0,5...1,12	—	$1,2\cdot10^{-5}$	2000	—	—	—	2...3	—
ФД-27К	20	1,0	$1,5\cdot10^{-2}$ мкА/лк	—	0,5...1,12	—	10^{-5}	2400	—	—	—	2...3	—
ФД20-32К	3	0,01...0,02	5,7...7 мА/лм	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
ФТ-1	3	300	170...500 мА/лк	1,6	0,4...1,9	$5\cdot10^{-7}$ лм	$2\cdot10^{-4}$	—	—	—	—	—	—
ФТ-1К (гр. 1)	5	≤3	≤0,4 мкА/лк	—	0,5...1,12	—	$8\cdot10^{-5}$	1500	2	10	3,9	2...3	0,42
ФТ-1К (гр. 2)	5	≤1	≤0,2 мкА/лк	—	0,5...1,12	—	$8\cdot10^{-5}$	1500	2	10	3,9	2...3	0,42
ФТГ-2А	5	50	1000 мА/лк	1,6	0,4...1,9	$2,5\cdot10^{-7}$	—	—	—	—	—	—	—
ФТ-2К	5	3,0	≥0,4 мкА/лк	—	0,5...1,12	—	$8\cdot10^{-5}$	1500	—	10	3,9	2...3	—
ФТГ-3	5	50	1000 мА/лм	1,6	0,4...1,9	—	—	—	3	6,3	8,7	—	1,6
ФТК-3	5	3,0	1000 мА/лм	—	—	—	10^{-4}	—	—	—	—	3	—

вольт-амперные характеристики в линейной области. Без искажений принимается сигнал высокого уровня.

Если полезный сигнал маскируется во много раз превышающей его фоновой засветкой, то для уменьшения последней следует использовать маски и фильтры инфракрасного участка спектра. При этом значение R_1 можно повысить до десятков килоом. В случае, когда принимаемое излучение обладает большим динамическим диапазоном, что вызывает трудности в определении R_1, нагрузку фотодиода устанавливают переменной. Для этого параллельно R_1 включают МОП-транзистор (например, КП305), на затвор которого подается управляющее напряжение, пропорциональное принимаемому сигналу.

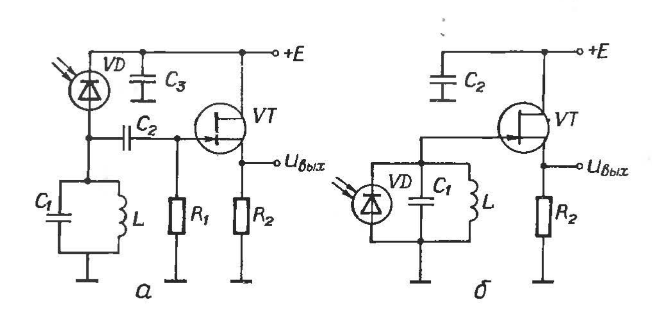


Рис. 3.23.
Схемы с избирательными цепями для приема модулированного лучистого потока

В фотодиодном режиме (рис. 3.22, *б*) значение R_1 рассчитывается из условий требуемого быстродействия $R_1 = 1/(2\pi f_{гр} \cdot C_п)$. Между диодом и затвором транзистора включается разделительный конденсатор.

Хорошие результаты при приеме модулированного излучения в условиях сильной фоновой засветки дает применение избирательных цепей (рис. 3.23). Нагрузкой фотодиода служит параллельный контур с высокой добротностью настроенный на частоту принимаемого сигнала. Поскольку контур обладает узкой полосой пропускания, то из всего спектра фонового излучения выделяется только резонансная частота, и, как следствие, повышается отношение сигнала к фоновой засветке. Кроме того, уменьшаются уровень шумов на входе усилителя. Суммарная емкость контура включает емкости *p-n* перехода и входа транзистора, что также является одним из преимуществ рассматриваемых схем.

Наряду с рассмотренными преобразователями с функция-

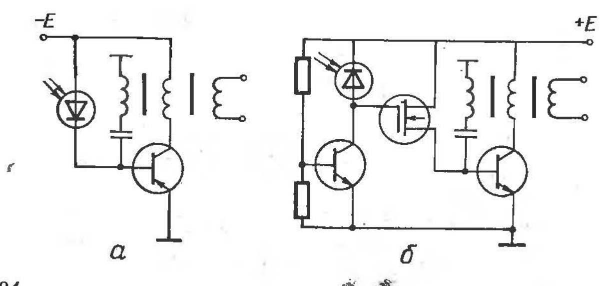


Рис. 3.24.
Фотоэлектрический частотно-временной преобразователь:
а — с управлением блокинг-генератором на биполярном транзисторе;
б — с использованием для согласования фотоприемника и блокинг-генератора полевого транзистора

ми преобразования $U(E)$ или $I(E)$ применяются частотно-временные фотопреобразователи [3.12]. Преобразование светового потока в частоту осуществляют при помощи релаксационных генераторов, во времязадающую цепь которых включают фотоприемник. На рис. 3.24 приведены схемы частотно-временных преобразователей, в которых фотодиод управляет работой блокинг-генератора.

В современных устройствах фотодиоды обычно включают на вход операционных усилителей (ОУ), что позволяет максимально реализовать возможности фотоприемников по быстродействию, линейности энергетической характеристики, чувствительности к слабым сигналам и др.

На рис. 3.25, *а* фотодиод включен в фотогальваническом режиме. Сопротивлением нагрузки фотоприемника является входное сопротивление ОУ, которое определяется сопротивлением R_1 в цепи обратной связи и зависит от коэффициента усиления напряжения К операционного усилителя $R_{вх}=\frac{R_1}{1+K}$. Значение $R_{вх}$ составляет 0,1—100 Ом при изменении сопротивления R_1 от 5 кОм до 5 МОм и $K=50000$. Следовательно, фотодиод нагружен на малое сопротивление, которое обеспечивает линейность энергетической характеристики в фотогальваническом режиме и высокое быстродействие, так как исключает влияние емкости *p-n* перехода, достигающей в фотогальваническом включении тисячу и более пФ. Верхняя граница частотной характеристики схемы, особенно в случае применения *p-i-n* фотодиода, ограничивается быстродействием операционного усилителя, которое повышается с уменьшением сопротивления обратной связи.

Выходное напряжение ОУ, выполняющего преобразование тока фотодиода в напряжение, равно

$$U_{вых}=I_ф R_1=ES_o R_1,$$

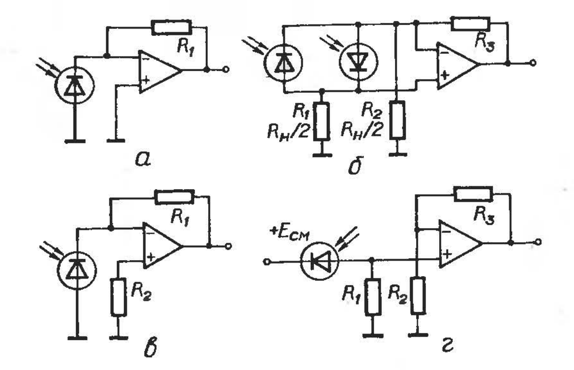


Рис. 3.25.
Схемы включения фотодиодов в цепи операционного усилителя:
а — фотоприемный модуль; *б* — схема денситометра

где E — освещенность;

S_0 — интегральная чувствительность.

Простым изменением сопротивления R_1 удается с помощью рассматриваемой схемы измерять освещенность практически во всем диапазоне, воспринимаемым фотоприемником (6—8 декад).

Дополнительным преимуществом является близость к нулю темнового тока, что повышает температурную стабильность преобразователя. Кроме того, в выходном напряжении отсутствует постоянная составляющая из-за темнового тока.

Схема (рис. 3.25, *б*) усиливает сигнал, пропорциональный разности освещенностей двух встречно включенных фотодиодов [3.10]. Сумма сопротивлений резисторов на входах ОУ составляет нагрузку фотоприемников. Сопротивления должны быть малы для линейности преобразования, но достаточно велики для нормальной работы ОУ. Фотодиоды с малой площадью чувствительного элемента (например, ФД-3А) в отличие от фотодиодов с большой площадью допустимо нагружать сопротивлением в 1 кОм и более. Сопротивление в обратной связи выбирается из условия получения требуемого усиления. Схема может применяться для измерения чувствительности фотодиода относительно образца с известными параметрами, в денситометрах и др.

При включении датчика на вход ОУ в фотодиодном режиме (рис. 3.25, *в, г*) увеличивается чувствительность и снижается емкость фотоприемника, снимается ограничение на верхний предел сопротивления нагрузки, что позволяет

эффективно измерять слабые постоянные световые потоки. Линейность преобразования сохраняется. Отрицательным фактором является повышение температурной нестабильности, связанное с ростом темнового тока. Поэтому, в случае работы со слабыми потоками предпочтительно использовать диоды с *p-i-n* структурой. Резистор R_2 (рис. 3.25, *в*), служащий для компенсации смещения выходного напряжения из-за темнового тока, можно исключить при $I_ф \gg I_т$.

Выходное напряжение схемы (рис. 3.25, *г*), в которой фотодиод включен на неинвертирующий вход, определяется выражением

$$U_{вых} = I_ф R_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right).$$

Предельное значение коэффициента передачи ОУ $\left(К_п = 1 + \frac{R_3}{R_2}\right)$ ограничивается напряжением смещения нуля, входными токами операционного усилителя и их температурным дрейфом. Коэффициент передачи устанавливают в пределах от единиц до сотен в зависимости от параметров ОУ и требований к точности преобразования. Рассматриваемая схема трансформируется из чувствительного люксметра с высоким быстродействием в низкочастотное фотореле, если с фотодиода снять обратное смещение. В обоих случаях значение резистора R_1 выбирают достаточно большой (100 кОм), так как общий ток многих токов фотодиодов составляют единицы микроампер.

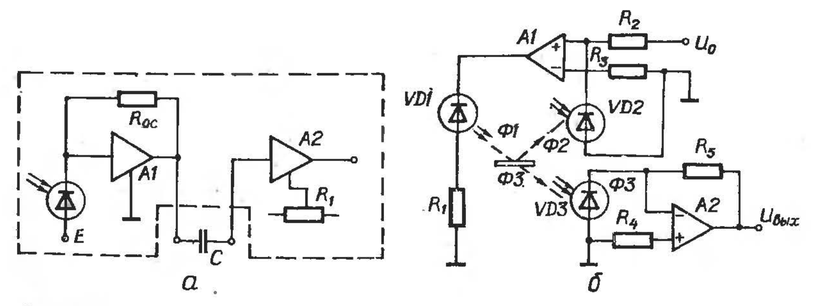


Рис. 3.26.
Схемы фотоэлектрических преобразователей

В настоящее время разрабатываются и выпускаются микросхемы, включающие фотоприемник и усилительные элементы. На рис. 3.26, *а* изображен кремниевый фотоприемный модуль, состоящий из обратносмещенного фотодиода и двух усилителей. Первый усилитель преобразует фототок

в напряжение. Сопротивление обратной связи R_{oc} выбрано таким, чтобы обеспечить работу фотоприемника на короткозамкнутую нагрузку. Второй усилитель обладает переменным коэффициентом передачи, который устанавливается при помощи внешнего переменного резистора R_1, включенного в цепь обратной связи ОУ. Внешняя емкость C является разделительной. Модуль предназначен для приема слабых импульсов лучистой энергии в видимом и ближнем инфракрасном диапазоне. Фотодиод расположен в центре кристалла кремния площадью 2,3×2,3 мм. Параметры микросхемы, сохраняющиеся при приеме световых импульсов с длительностью до 90 нс, приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

Параметры фотоприемного модуля

Параметр	Норма ТУ	Типовое
Пороговый поток ($\Phi_п$), мВт, не более	$3{,}0\cdot10^{-8}$	$2{,}5\cdot10^{-8}$
Чувствительность (S_o), В/Вт, не менее	$2{,}0\cdot10^{6}$	$3{,}1\cdot10^{6}$
Среднеквадратичное значение напряжения шумов на выходе ($\sqrt{U^2_{вых}}$), мВ, не более	100	70
Напряжение питания ($U_п$), В	9±10 %	9±10 %
Ток потребления ($I_п$), мА, не более	6,0	5,0
Площадь фоточувствительного элемента, мм^2	1,5×0,8	1,5×0,8

На рис. 3,26, *б* приведены схемы источника и приемника излучения денситометра, который отличается высокой стабильностью светового излучения источника [3,7]. Выходное напряжение при отсутствии контролируемого вещества и постоянстве деления светового потока Φ_1 на Φ_2, Φ_3 пропорционально опорному напряжению U_o. Схема работает как линейный оптрон. Цепи источника и приемника можно гальванически развязать. Приращение потока Φ_1 вследствие ухода параметров излучателя вызывает изменение общего тока фотодиода *VD*2, которое через усилитель *A*1 устанавливает ток через светодиод, компенсирующий приращение Ф1. Таким образом, если на пути потока Ф3 поместить контролируемый материал, то величина Ф3, а следовательно и выходное напряжение, будет определяться только оптической плотностью материала при $U_o = const$. Предполагается, что фотодиоды обладают малым температурным коэффициентом или же температура поддерживается в допустимом диапазоне.

3.6. СХЕМЫ КОРРЕКЦИИ ФУНКЦИЙ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Основная задача коррекции функции преобразования фотодатчиков заключается в обеспечении инвариантности преобразования к дестабилизирующему воздействию температуры. Коррекция необходима вследствие зависимости темнового тока от температуры окружающей среды, значение которого при температуре выше 25 °C нередко соизмеримо с фототоком. Например, темновой ток обратносмещенного кремниевого фотодиода ФД-9К, включенного на вход ОУ, увеличивается примерно в 20 раз при изменении температуры от +20 до +70 °C, а превышение тока при остывании над значениями тока при нагреве составляет приблизительно 15 %.

Наиболее просто коррекция осуществляется с помощью термокомпенсирующих элементов, в качестве которых используют терморезисторы с положительным коэффициентом сопротивления, однотипные фотодиоды в темновом режиме. Термокомпенсирующая цепь с позистором или монокристаллическим резистором [3.13] приводится на рис. 3.27, *а*. В рассмотренных выше схемах термокомпенсирующую цепь можно включить последовательно с фотодиодом. Подобные цепи рассчитывают на коррекцию усредненной температурной характеристики темнового тока.

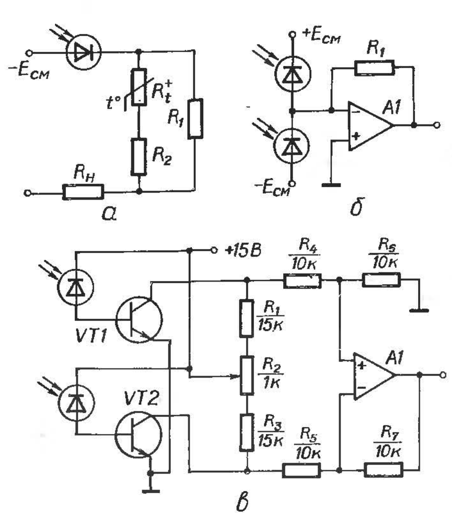


Рис. 3.27.
Схемы компенсации температурной погрешности фотодиода

Термокомпенсацию с помощью дополнительного затемненного или с постоянной засветкой фотодиода осуществляют в дифференциальной схеме включения фотодиода. При этом

подбирают фотоприемники с возможно более близкими параметрами и задают им одинаковые режимы функционирования. Возможные схемы реализации параметрической термокомпенсации показаны на рис. 3.27, *б, в* [3.9]. Помимо термостабилизации в аналоговых устройствах с фотодиодами строгие требования предъявляются к стабильности напряжения смещения фотоприемника.

В дифференциальных схемах возможна компенсация и фоновой засветки. Для этого вспомогательный фотоприемник должен освещаться только фоном. Особенно вредна фоновая засветка при регистрации слабых оптических сигналов. Так как в этом случае сопротивление обратной связи ОУ имеет значение более 10 МОм, то даже небольшая фоновая засветка создает такой ток, который перегружает усилитель.

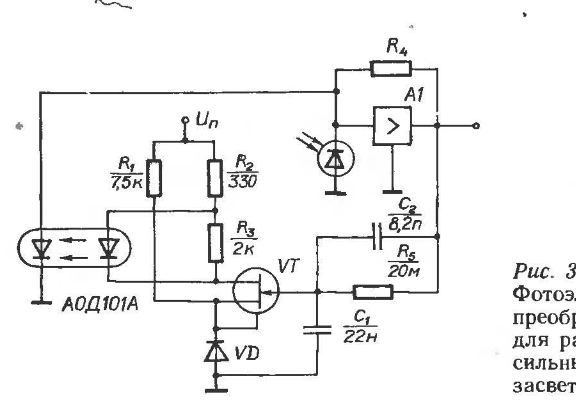


Рис. 3.28. **Фотоэлектрический преобразователь для работы в условиях сильных фоновых засветок**

Эффективное подавление фонового тока достигается в схеме, приведенной на рис. 3.28. Постоянная составляющая выходного напряжения ОУ-А1, пропорциональная фоновой засветке, выделяется *RC*-фильтром низких частот и усиливается транзисторным каскадом. Компенсирующий ток, направленный встречно току фотодиода, генерируется в оптроне, параметры которого в микрорежиме превосходят аналогичные генераторы компенсирующего тока на биполярных и полевых транзисторах. Усиление корректирующей цепи выбирается таким, чтобы в диапазоне фоновых засветок ОУ не перегружался. Схема с кремниевым фотодиодом ($S=5-8$ мА/лм, $A=1$ мм^2) нормально функционирует при уровне фоновой засветки до 10^4 лк.

3.7. ЛАВИННЫЙ ФОТОДИОД

Лавинный фотодиод относится к фотоприемникам с внутренним усилением. ЛФД работает при обратном напряжении, близком к пробивному и, вследствие этого, образованные под действием светового потока носители тока ускоряются сильным электрическим полем, приобретая достаточную энергию для ударной ионизации решетки полупроводника. Возникающие при столкновении электроны и дырки в свою очередь продолжают процесс ионизации. В результате в области пространственного заряда фотодиода происходит лавинное умножение носителей тока с коэффициентом усиления M, определяемым по эмпирической формуле Миллера

$$M = I_{общ}/I_о = 1/[1-(U_{см}/U_{проб})^n],$$

где $U_{см}$ — напряжение смещения;

$I_о = I_{от} + I_{оф}$ — ток инициирующий лавинный процесс;

$U_{проб}$ — пробивное напряжение при $M \to \infty$;

n — коэффициент, имеющий значения от 1,5 до 6 в зависимости от материала фотодиода и типа p-n перехода.

Коэффициент усиления общего тока возрастает пропорционально приложенному напряжению, а зависимость усиления фототока имеет максимум при $U_{см} = U_{проб}$.

$$M_{ф\ макс} = (U_{проб}/nRAI_{оф}),$$

где R — последовательное сопротивление фотодиода;

A — площадь p-n перехода.

Предельные реализуемые значения коэффициента усиления для ЛФД на основе Si и $GaAs$ равны $10^3..10^4$, Ge — 10^2. Значение $M_{ф\ макс}$ тем выше, чем ниже уровень темнового тока и фоновой засветки, а так как темновой ток германиевого ЛФД выше чем у кремниевого, то соответственно появляется разница в усилении.

Вольт-амперные характеристики лавинного фотодиода показаны на рис. 3.29. Рабочая область характеристик расположена слева от вертикальной прямой, пересекающей ось в точке $U_{проб}$. В этой области коэффициент усиления увеличивается от 1 до $M_{ф\ макс}$. Еще быстрее возрастают шумы лавинного фотодиода, основным из которых является дробовой шум

$$I_{др}^2 = 2qI_о\Delta FM_ф^x,$$

где $x = 2...3$. В силу этого значительно снижается пороговая чувствительность.

Шумы увеличиваются еще и вследствие наличия микроплазм (появление отдельных участков пробоя на p-n переходе

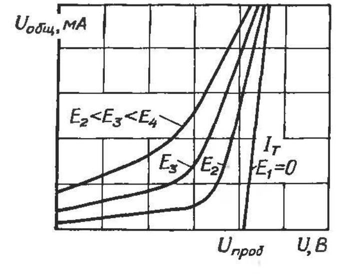


Рис. 3.29.
Вольт-амперные характеристики лавинного фотодиода

ранее, чем на остальной поверхности), которые возникают из-за неоднородностей в полупроводнике. В нерабочей области ($U_р \geqslant U_{проб}$) умножение фототока падает и резко растет темновой ток пробоя. Напряжение пробоя в зависимости от материала и конструкции фотоприемника составляет от нескольких десятков до сотен вольт.

Применяются две конструкции ЛФД: планарная и меза. В планарной свет падает перпендикулярно *p-n* переходу. Так как в результате кривизны *p-n* перехода значения $U_{проб}$ на его краях меньше, чем в центре фоточувствительной площади, то с целью предотвращения возникновения микроплазм по периметру *p-n* перехода создается охранное кольцо с меньшим градиентом распределения концентрации примеси. Для получения высокой однородности площадь перехода ограничивается размерами $10^{-3}...10^{-4}$ см^2.

В мезадиоде свет падает параллельно *p-n* переходу. Конструкция эффективна при работе в инфракрасном спектральном диапазоне. Глубина поглощения фотонов равна длине перехода. Фотодиоду придается коническая форма, препятствующая возникновению зон локального лавинного пробоя.

Внутреннее усиление в лавинном фотодиоде не связано со значительным повышением инерционности. Лавинный пробой, как и все полевые процессы, протекают быстро. Граничная частота достигает сотен мегагерц, а произведение полосы частот на коэффициент усиления — 10^{11} Гц. Так, например, для кремниевых фотодиодов $M\Delta F$ составляет 80 ГГц, для германиевых — 50 ГГц [3.10].

К недостаткам лавинных фотодиодов относятся: необходимость высоких напряжений питания при жестких требованиях к их стабильности (0,01...0,1 %), так как даже незначительные колебания приводят к значительному изменению фототока; зависимость напряжения пробоя от температуры, а также разброс его значения от экземпляра к экземпляру; зависимость усиления фототока от фоновой засветки; низкий к.п.д. Эти недостатки ограничивают применение ЛФД в

оптронах и некоторых других устройствах некогерентной оптоэлектроники.

Лавинный фотодиод обладает наибольшим по сравнению с полупроводниковыми фотоприемниками произведением полосы частот на коэффициент усиления, что позволяет эффективно использовать ЛФД для приема слабых оптических сигналов (линии связи, лазерная локация). При этом на 2...3 порядка снижаются требования к шумам предусилителя. Коэффициент усиления ЛФД, выбранный из условия получения наибольшего отношения сигнал/шум ($\delta\Phi_п/\delta M = 0$), называют оптимальным

$$M_{опт} = [2ktm/R_н(x-2)q(I_{то}+I_{фо})]^{1/x},$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки; m — шум-фактор схемы.

Шумовые характеристики фотоприемника можно улучшить путем охлаждения.

В настоящее время выпускаются различные структуры ЛФД:
p-i-n, с барьером Шоттки, полевая. Разрабатываются МДП фотоприемники, сочетающие высокую пороговую чувствительность с большим коэффициентом умножения.

В качестве примера приведем параметры германиевого фотодиода ЛФД-2: $I_т$ = мкА при $U_{см}$ = 8 В; C = 6 пФ;
R = 25 Ом (последовательное сопротивление);

$$P\lambda \geqslant 0{,}15 \text{ А/Вт при } \lambda = 632{,}8 \text{ нм};$$
$$P\lambda \geqslant 0{,}5 \text{ А/Вт при } \lambda = 1060 \text{ нм}.$$

Фотодиоды на основе барьеров Шоттки и гетеропереходов.

Барьер Шоттки (контакт металл-полупроводник) образуется путем нанесения на полупроводник *n* или *p*-типа тонкой прозрачной металлической пленки. Материалами могут служить различные полупроводники, используемые в оптоэлектронике, и многие металлы, но пока промышленное применение нашли кремниевые, германиевые, арсенид-галлиевые фотодиоды с золотой пленкой, толщиною около 0,01 мкм. Вследствие различия работ выхода материалов контакта в базе диода образуется область объемного заряда, обедненная носителями. Аналогично *p-i-n* фотодиоду на области объемного заряда падает почти все приложенное к фотоприемнику обратное смещение.

Типичная структура *AuSi* фотодиода Шоттки показана на рис. 3.30, *а*. Охранное кольцо предназначено для снижения тока утечки и повышения пробивного напряжения. В других конструкциях кольцо может отсутствовать. Просветляющее покрытие уменьшает потери на отражение.

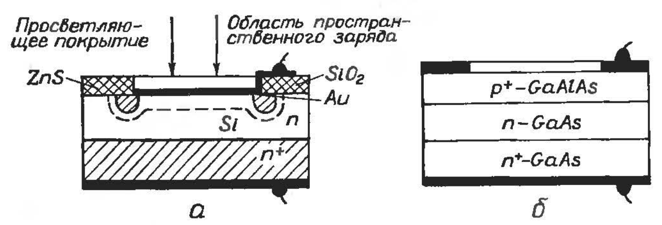


Рис. 3.30.
Устройство фотодиодов на основе барьеров Шоттки *(а)* и гетерпереходов *(б)*

В зависимости от длины волны излучения фотоны поглощаются в области объемного заряда базы (коротковолновая часть спектрального диапазона) или же они придают электронам металла энергию, достаточную для преодоления барьера перехода (длинноволновая часть).

Ценным отличием фотодиодов Шоттки от обычных *p-n* приборов является высокая чувствительность к ультрафиолетовому излучению ($\lambda' \approx 0{,}2$ мкм), которое поглощается в приповерхностном слое базы.

Фотодиоды Шоттки обладают близкой к предельной интегральной чувствительностью $S_0 = 0{,}3...0{,}5$ А/Вт и высоким быстродействием $10^{-9}...10^{-10}$ с, которое определяется только временем пролета носителей области объемного заряда (под действием сильного однородного электрического поля $E \cong 10^5$ В/см).

В гетерофотодиодах *p-n* переход образуют два полупроводника с разной шириной запрещенной зоны. Для создания гетерперехода требуется точное совпадение кристаллических решеток применяемых материалов. Характерным примером служит структура *GaAs-GaAlAs*, изображенная на рис. 3.30, *б*. На подложке арсенида галлия n^+ типа наращиваются слои n^- *GaAs* и p^+ — *GaAlAs*. Слой p^+ — *GaAlAs* с широкой запрещенной зоной пропускает падающий световой поток. Поглощение излучения происходит в узкозонном *n* — *GaAs* слое, толщина которого должна быть достаточно большой. Если к фотодиоду приложить обратное смещение, то он будет функционировать подобно *p-i-n* диоду.

Наличие широкозонного «окна» у гетерофотодиодов дает ряд преимуществ: *p-n* переход можно изготовлять на большем расстоянии от поверхности, так как разработчик не ограничен зависимостью глубины поглощения от длины волны; можно создавать широкую спектральную характеристику, охватывающую максимумы ($\lambda_{макс1}$; $\lambda_{макс2}$) обоих полупроводников.

Гетерофотодиоды обладают высокой чувствительностью и быстродействием, которые зависят от параметров среднего слоя прибора. Емкость гетерперехода несколько больше, чем у *p-i-n* диода.

В фотогальваническом режиме фотодиод с гетерпереходом генерирует э. д. с. $U_{xx}=0{,}8...1{,}1$ В, что в 2...3 раза превышает напряжение холостого хода кремниевых образцов.

3.8. ИНЖЕКЦИОННЫЕ И *S*-ФОТОДИОДЫ

Инжекционные фотодиоды относятся к фотоприемникам с внутренним усилением. Структуру диода характеризует наличие длинной базовой области. Длина базы из высокоомного полупроводника в несколько раз превышает длину диффузии неосновных носителей тока. Фотодиод работает при прямом смещении.

В темновом режиме большая часть приложенного к диоду напряжения падает на сопротивления базы ($r_б \geqslant r_n$). При смещении приемника света фотоны, поглощаясь в базе, образуют новые носители тока, сопротивление базы уменьшается, что приводит к перераспределению напряжения между базой и *p-n* переходом. С повышением напряжения *p-n* переход инжектирует большой ток, который в свою очередь еще больше уменьшает сопротивление базы и т. д. В результате этого процесса происходит усиление первичного фототока.

У инжекционных фотодиодов из высокоомного материала (*Ge*; *Si*; *GaAs*) чувствительность на 5...6 порядков выше, чем у обычных фотодиодов, а пороговый поток и инерционность примерно такие же, как у фоторезисторов [3.14]. Кроме того, по сравнению с лавинными фотодиодами снижаются требования к стабильности напряжения питания и температуры.

В последнее десятилетие исследованы фотоэлектрические свойства *S*-диодов на основе различных материалов [3.14]. Полученные результаты свидетельствуют о возможности создания фотоприемников с внутренним усилением *S*-фотодиодов. Структура и принцип действия *S*-диодов аналогична инжекционному фотодиоду. Фотоны света создают носители тока в длинной базовой области, что стимулирует рост инжекционного тока и приводит к умножению фототока.

При освещении *S*-фотодиода значительно снижается напряжение срыва вольт-амперной характеристики (рис. 3.31). Остаточное напряжение практически не изменяется. Чувствительность фотоприемника максимальна при слабых освещенностях.

11*

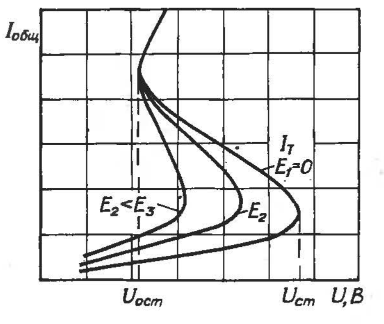


Рис. 3.31.
Вольт-амперная характеристика S — фотодиода

S-фотодиод может работать в качестве аналогового фотоприемника на начальном участке ВАХ. Преобразование нелинейно. На S-фотодиоде удобно строить фотореле. Для этого на фотоприемник подают напряжение смещения, соответствующее выбранному порогу освещенности, при превышении которого резко возрастает ток через S-диод. Фотоприемник переходит во второе устойчивое состояние (верхняя ветвь ВАХ), которое сохраняется после затемнения прибора.

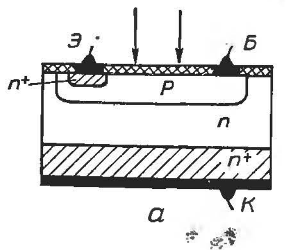
3.9. ФОТОТРАНЗИСТОРЫ

Принцип действия и основные характеристики биполярных фототранзисторов. Фототранзисторы — наиболее массовый тип фотоприемника с внутренним усилением. Структура прибора не отличается от структур обычных транзисторов. Распространение получили фототранзисторы *n-p-n* типа (рис. 3.32, *а*). Излучение проникает в прибор через фотоприемное окно и поглощается в области коллекторного перехода, площадь которого на порядок превышает площадь эмиттерного перехода. Образующийся фототок, складываясь с током обратносмещенного перехода база-коллектор, повышает потенциал базы, что приводит к росту коллекторного тока. При включении фототранзистора по схеме с общим эммиттером и отключенной базе, ток коллектора (выходная величина) определяется из соотношения [3.14].

$$I_к=(I_ф+I_{кбо})/(1-h_{21б}),$$

где $I_ф$ — фототок инициирующего фотодиода; $h_{21б}$ — коэффициент передачи тока при включении транзистора в схеме с общей базой.

Таким образом, фототок усиливается в $1/(1-h_{21б})$ раз, что обычно составляет значение 50...300. Эквивалентная схема фототранзистора представляет собой соединение фотодиода с транзистором (рис. 3.32, *б*). При этом структура фотодиода не отличается от освещаемого перехода фототранзистора.



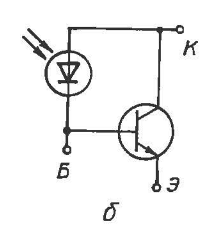
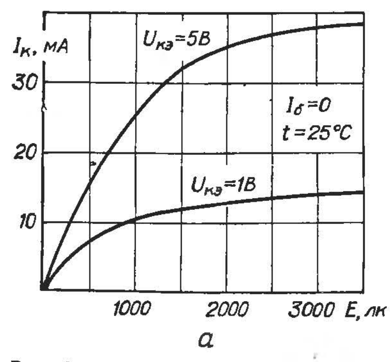


Рис. 3.32. Устройство фототранзистора: *а* — структура *p-n-p*-типа; *б* — эквивалентная схема

Спектральные характеристики фототранзисторов близки к характеристикам фотодиодов, изготовленных из того же материала.

Интегральная токовая чувствительность фототранзисторов достаточно высока вследствие усиления в 100...3000 раз фототока эквивалентного фотодиода. Чувствительность пропорциональна потоку излучения и зависит от значения тока коллектора. Вольтовая чувствительность фототранзистора не превышает значения чувствительности эквивалентного фотодиода.

Энергетические характеристики фототранзисторов нелинейны. Типичные характеристики кремниевых фототранзисторов приведены на рис. 3.33, *а* [3.10]. Выходные характеристики $I_к = f(U_{кэ})$ в отличие от вольт-амперных характеристик фотодиода не имеют участка насыщения и расположены неравномерно (рис. 3.33, *б*).



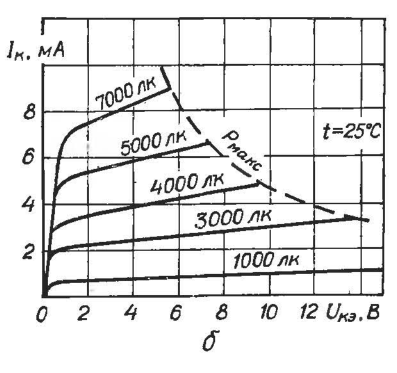


Рис. 3.33. Характеристика фототранзисторов: *а* — энергетические; *б* — вольт-амперные

Фототранзисторы обладают худшей температурной стабильностью в сравнении с фотодиодами, поскольку одновре-

менно с фототоком усиливается темновой ток. Сильная зависимость $I_к=f(t)$ в первую очередь обусловлена изменением темнового тока. Увеличение температуры от 25 °С до 50 °С приводит к росту тока коллектора кремниевых фототранзисторов в ~1,25 раз, германиевых — в ~1,75 раз. Поэтому, если фотоприемник эксплуатируется в широком температурном диапазоне, а схема включения не обеспечивает термостабилизации коллекторного тока, то режим работы фототранзистора следует задавать с учетом рассеивания допустимой мощности на верхней границе диапазона.

Граничная частота фототранзистора меньше граничной частоты фотодиода эквивалентной схемы в $(1-h_{21б})$ раз. Соответственно постоянные времени во столько раз выше. Усиление первичного фототока обратно пропорционально быстродействию прибора, что объясняется противоречивыми требованиями к толщине базы при совмещении в структуре фототранзистора фотодиодной и транзисторной областей [3.8]. Постоянные времени биполярных фототранзисторов равны $10^{-6}...10^{-4}$ с, а частота модуляции светового потока должна быть не менее 10 кГц.

Фототранзисторы обладают по сравнению с фотодиодами худшей временной стабильностью параметров, более высоким пороговым потоком.

Фототранзисторы выпускаются в пластмассовых и металлических корпусах.

3.10. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ

Различают две основные схемы включения фототранзисторов: с отключенной базой и с присоединенной. В обеих преобразователь включается по схеме с общим эмиттером.

В первой, являющейся наиболее простой, фототранзистор применяется как двухполюсник. Фотоприемник обладает наибольшим усилением, но невысоким быстродействием и температурной стабильностью.

Включение фототранзистора с присоединенной базой позволяет управлять положением рабочей точки, а также уменьшить темновой ток через коллекторный переход и повысить граничную частоту. Кроме того, фототранзистор может функционировать как фотодиод. Для этого обычно используют переход коллектор-база, площадь которого больше площади перехода эмиттер-база. В зависимости от напряжения, приложенного к переходу, получают фотодиодный или фотогальванический режимы работы.

По сравнению с фотодиодами фототранзисторы редко

используются для работы со слабыми сигналами, для прецизионных аналоговых измерений, а в случае приема модулированных сигналов строгие требования предъявляются к стабилизации рабочей точки. Напротив, достаточно высокое усиление фототока, в результате чего нередко отпадает необходимость в промежуточных усилителях, успешная работа с немодулированными сигналами, высокими уровнями излучения, схемотехническая гибкость предопределили широкое применение фототранзисторов в различных пороговых схемах автоматики, оптронах.

Фототранзисторы могут непосредственно управлять работой маломощных электромеханических реле, тиристоров (рис. 3.34, *а, б*). Необходимым условием при построении таких схем является превышение тока коллектора, который устанавливается под действием на преобразователь лучистого потока, над порогом срабатывания ключевого элемента. Назначение диода (рис. 3.34, *а*) — защита фотоприемника от индуцированной э.д.с. в момент запирания. Порог срабатывания тиристора (рис. 3.34, *б*) устанавливается сопротивлением R_1. Конденсатор C_1 препятствует отпиранию тиристора при кратковременных изменениях освещенности, скачках напряжения или тока в сети.

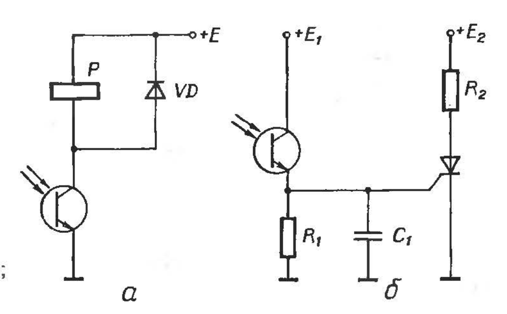


Рис. 3.34. Фотореле:
а — на электромеханическом реле;
б — на тиристоре

При коммутации более мощных цепей, а также в фотореле с большей чувствительностью фототранзисторы нередко включают по схеме Дарлингтона (рис. 3.35). Общий коэффициент усиления первичного фототока схем равен произведению коэффициентов усиления фотоприемника и транзистора. Реле *Р* (рис. 3.35, *а, б*) срабатывает при освещении фототранзисторов. В схемах с тиристорами делители R_1, R_2 задают напряжение на коллекторах транзисторов, которое обычно значительно меньше величины напряжения Е. Фотореле (рис. 3.35, *в*) срабатывает при засветке фототранзистора, а фотореле (рис. 3.35, *г*) при его затемнении.

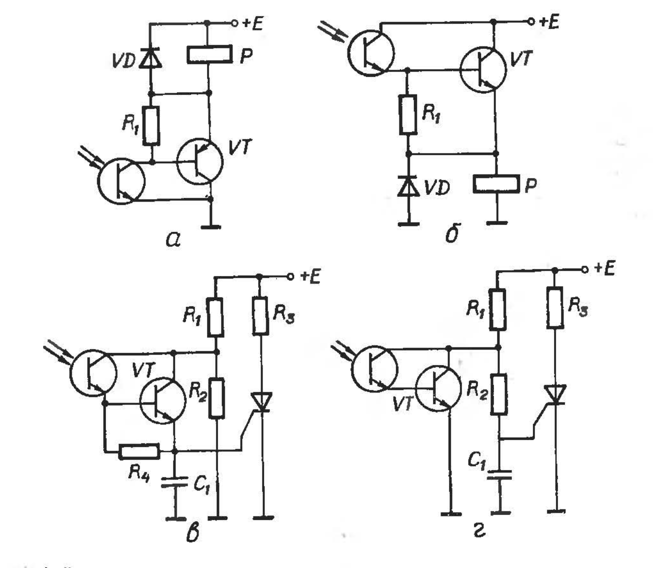


Рис. 3.35.
Фотореле с включеиием фототранзисторов по схеме Дарлиигтона:
***а, б* — иа электромехаиических реле; *в, г* — на тиристорах**

Включение по схеме Дарлингтона применяется в составном фототранзисторе. В корпусе этого фотоприемника на одном кристалле кремния размещаются транзистор и фототранзистор, причем на последний с помощью линзы фокусируется световой поток.

Аналогично фотодиодам фототранзисторы используются для управления работой усилительных каскадов на транзисторах. В зависимости от соотношения выходного сопротивления фотоприемника с входным сопротивлением усилителя может быть управление по току либо по напряжению. На рис. 3.36, *а* выходной (коллекторный) ток фототранзистора задает режим на базе транзистора. Резистор R_1 служит для ограничения тока через фотоприемник. Значение сопротивления R_1 выбирается так, чтобы ограничить мощность рассеивания, которая не должна превышать допустимой мощности рассеивания фототранзистора при работе с интенсивными засветками. Обычно сопротивление R_1 значительно меньше сопротивления нагрузки R_2. Выходное напряжение схемы падает с ростом освещенности. Разброс параметров фотоприемников компенсируется регулировкой сопротивления R_4. Управление по напряжению реализуется в схеме на

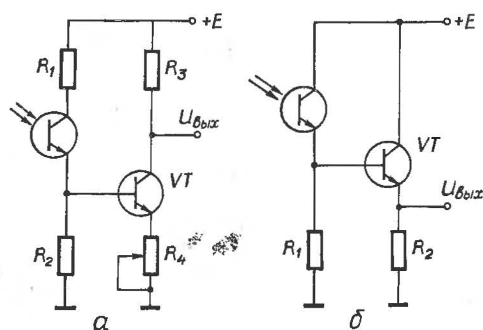


Рис. 3.36.
Транзисторно-фототранзисторные схемы:
а — управление по току транзистора;
б — управление по напряжению

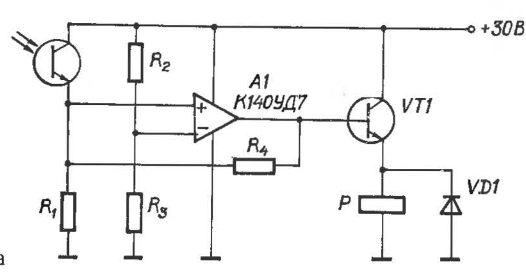


Рис. 3.37.
Фототриггер Шмитта

рис. 3.36, *б*. Ток коллектора фототранзистора обусловливает падение напряжения на сопротивлении R_1, которое и передается на выход эмиттерного повторителя. На рис. 3.37 представлена схема фототриггера Шмитта на операционном усилителе, в которой применяется однополярное питание. На инвентирующий вход подается половина напряжения питания, а на неинвентирующий — напряжение, зависящее от освещенности фототранзистора. Резистор R_4 является сопротивлением обратной связи. При освещении фотоприемника напряжение на неинвертирующем входе возрастает и при достижении половины питания, выход триггера переходит из состояния низкого уровня (~ 0 В) к высокому ($\sim E$). При уменьшении напряжения питания чувствительность триггера возрастает, так как от фототранзистора потребляется меньший ток через сопротивление нагрузки R_1 для обеспечения превышения порога $E/2$. Гистерезис триггера Шмитта определяется отношением R_4/R_1.

Простые схемы фототриггеров, фотомультивибраторов и других генераторов импульсов получаются при включении фототранзистора с присоединенной базой. В темновом режиме фототриггера (рис. 3.38) транзистор $VT2$ открыт. Падение

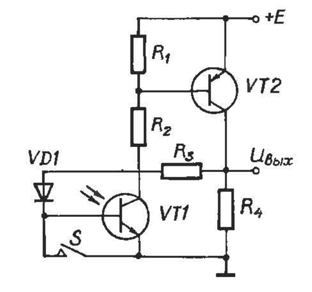


Рис. 3.38.
Фототриггер на фототранзисторе с присоединенной базой

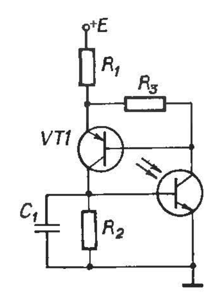


Рис. 3.39.
Преобразователь типа фототиристора

светового потока на фототранзистор приводит к росту тока коллектора $VT1$ и уменьшению тока базы $VT2$. Происходит увеличение напряжения на коллекторе $VT2$, которое через резистор R_3 передается на базу фотоприемника. В результате триггер перебрасывается во второе устойчивое положение, поддерживаемое за счет обратной связи независимо от освещенности $VT1$. Диод $VD1$ предотвращает утечку фототока через R_3. Установка схемы в начальное положение производится кнопкой S.

Схема (рис. 3.39) функционирует как фототиристор. В исходном состоянии транзистор $VT1$ открыт. Если на фотоприемник подать световой поток достаточного значения, то транзистор $VT1$ закрывается, а цепь обратной связи на базу фототранзистора удерживает последний в открытом состоянии даже при отсутствии облучения. Порог срабатывания задается значением сопротивления R_2, на которое ответвляется часть фототока. Назначение конденсатора C_1 и резистора R_3 — предотвращение срабатывания при кратковременных скачках в сети. Фототиристор гасится включением напряжения питания. Схема работает от источника переменного напряжения, что в ряде случаев дает дополнительные преимущества (например, в цепях мощных тиристоров как простое фотореле).

Прием модулированного излучения с помощью фототранзисторов, как уже отмечалось, ограничивается трудностью поддержания рабочей точки. Так, при наличии фоновой засветки принимаемый сигнал будет искажаться, а в отсутствие — только сигнал строго определенной величины усиливается без искажений. Неплохие характеристики обеспечивает включение фототранзистора по схеме эмиттерного повторителя (рис. 3.40). В темновом режиме рабочая точка фотоприемника задается делителем R_1, R_2. Входное

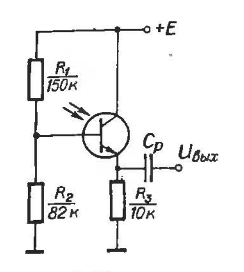


Рис. 3.40. Включение фототранзистора по схеме эмиттерного повторителя при приеме модулированного излучения

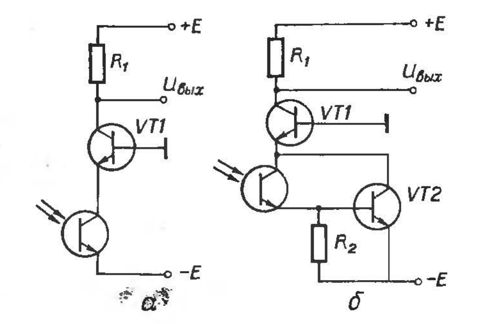


Рис. 3.41. Схемы с максимальным быстродействием

сопротивление эмиттерного повторителя при коэффициенте усиления по току 50...100 составляет 0,5...1 МОм. Поэтому сопротивлением нагрузки для фототока эквивалентного фотодиода, протекающего через переход коллектор-база, служит делитель R_1 R_2. Так как сопротивление делителя фототока сравнительно велико, а коэффициент усиления по напряжению повторителя близок к единице, то даже интенсивная фоновая засветка не перегружает цепь.

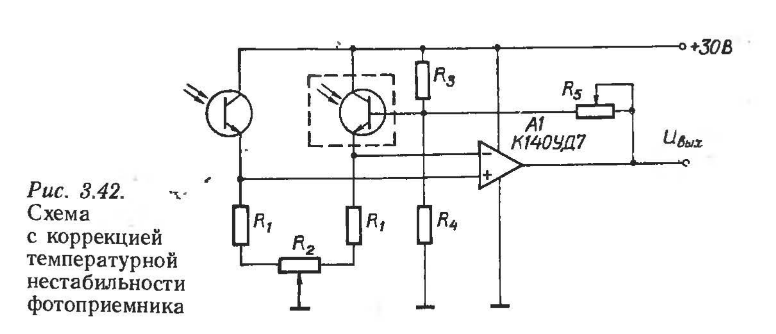


Рис. 3.42. Схема с коррекцией температурной нестабильности фотоприемника

Максимально возможное быстродействие фототранзисторов реализуется в схемах, изображенных на рис. 3.41. Здесь фотоприемники нагружены на входное сопротивление транзистора *VT*, включенного по схеме с общей базой, которое

на два порядка меньше обычного значения. В результате увеличивается граничная частота фототранзисторов ($f_{гр} = 1/2\pi R_н C$), а также вследствие малого коэффициента усиления по напряжению поддерживается минимальное значение динамической емкости коллектор-база фотоприемника. Усиление по напряжению в рассматриваемых схемах не отличается от значений соответствующих схем без корректирующего транзистора.

В качестве термокомпенсирующих элементов в цепях с фототранзисторами чаще используются однотипные фотоприемники. На рис. 3.42 фототранзисторы включены по дифференциальной схеме. Операционный усилитель усиливает полезный сигнал, возникающий из-за разности освещенности фотоприемников (один из них может быть затемнен), и подавляет синфазные составляющие, зависящие от температуры. Начальная балансировка схемы, необходимая по причине разброса параметров фототранзисторов и неидеальности ОУ, производится потенциометром R_2 ($R_2 < R_1$). Коэффициент усиления регулируется с помощью R_5.

Список литературы к гл. 3:

3.1. **Богданов О. Э. Фоторезисторы и их применение.**— Л.: Энергия, 1978.—144 с.

3.2. **Олеск А. О. Фоторезисторы.**— Л.: Энергия, 1966.— 129 с.

3.3. **Кофлин Р., Дрискол Ф. Операционные усилители и линейные интегральные схемы.**— М.: Мир, 1979.— 260 с.

3.4. **Гутников В. С. Интегральная электроиика в измерительных устройствах.**— Л.: Энергоатомиздат, 1988.— 304 с.

3.5. **Ильницкий Л. Я., Сибрук Л. В., Хорошко В. А. Схемы линеаризации характеристик фоторезисторов**//Гибридные вычислительные машииы. Киев: Наук. думка, 1979. С. 146—151.

3.6. **Бузаиова Л. К., Глиберман А. Я. Полупроводниковые фотоприемники.**— М.: Энергия, 1976.—64 с.

3.7. **Применение оптоэлектроиных приборов** /С. Гейг, Д. Эдванс, М. Ходапп, Х. Соренсен.— М.: Радио и связь, 1981.—344 с.

3.8. **Носов Ю. Р. Оптоэлектроника.**— М.: Сов. радио, 1977.—232 с.

3.9. **Геда Н. Ф. Измерение параметров приборов оптоэлектроники.**— М.: Радио и связь, 1981.—367 с.

3.10. Optoelectronic: Theory and Practice /Edited by Alan Chappel.— Texas Instruments Ltd. McGrow-Hill Book Company, 1978.—442 p.

3.11. **Г л у д к и н О. П., Г у с т о в А. Е. Устройства и методы фотоэлектрического контроля в технологии производства ИС.**— М.: Радио и связь, 1981.—112 с.
3.12. **Б у д я н о в В. П. Релаксационные импульсные преобразователи неэлектрических величин.**— М.: Энергия, 1974.—160 с.
3.13. **К р и в о н о с о в А. И. Оптоэлектронные устройства.**— М.: Энергия, 1978.—96 с.
3.14. **В и к у л и н И. М., С т а ф е е в В. И. Физика полупроводниковых приборов.**— М.: Сов. радио, 1980.— 296 с.



Глава 4

ГАЛЬВАНОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

4.1. ОСНОВНЫЕ ГАЛЬВАНОМАГНИТНЫЕ ЭФФЕКТЫ

К гальваномагнитным преобразователям относятся устройства, в которых используются гальваномагнитные эффекты, среди которых наиболее изученными являются: эффект Холла, эффект Гаусса, эффект Эттингсгаузена, эффект Нернста.

4.1.1. Эффект Холла

Если пластину из проводникового или полупроводникового материала, вдоль которой протекает электрический ток, расположить в однородном магнитном поле таким образом, чтобы вектор индукции был перпендикулярен направлению тока, то между точками поверхности пластинки, расположенными на прямой перпендикулярной как линиям тока, так и вектору магнитной индукции возникает разность потенциалов. Это явление называется эффектом Холла [4.1].

На рис. 4.1 изображена прямоугольная полупроводниковая пластинка, к узким боковым граням которой в продольном направлении подводится электрический ток I. На двух других гранях находятся еще два электрода (так называемые холловские электроды), расположенные друг против друга. В направлении Z на пластину действует магнитное поле с индукцией B.

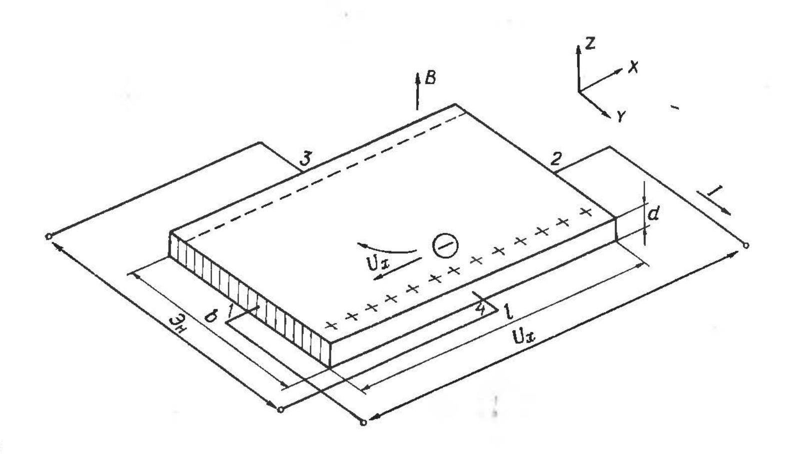


Рис. 4.1.
Проводящая пластинка в магнитном поле

Для простоты рассмотрим полупроводник *n*-типа, т. е. с электронным типом проводимости. На электроны, двигающиеся в пластинке со скоростью $\vec{V}$, в магнитном поле будет действовать сила Лоренца

$$\vec{F} = -e(\vec{V} \times \vec{B}). \qquad (4.1)$$

В силу ортогональности векторов $\vec{V}$ и $\vec{B}$ уравнение (4.1) может быть записано в виде

$$F_y = \vec{y_0}\, eV_x \times B. \qquad (4.2)$$

где $\vec{y_0}$ — единичный вектор, направленный вдоль оси y;
V_x — средняя скорость электронов в направлении x;
e — заряд электрона.

Под действием силы Лоренца возникает составляющая движения электронов в направлении y. В результате происходит пространственное разделение зарядов и появляется электрическое поле. Это поле начинает препятствовать разделению зарядов и как только создаваемая им сила станет равной силе Лоренца, дальнейшее разделение зарядов прекратится. При равновесии рассматриваемых сил поток электронов движется через пластину не отклоняясь, а на боковых гранях пластинки можно определить разность потенциалов $Э_н$.

Напряженность электрического поля в направлении оси y будет равна силе Лоренца, отнесенной к единице заряда

$$E_y = \frac{F}{e} = V_x B. \qquad (4.3)$$

Скорость перемещения зарядов может быть выражена

через подвижность носителей зарядов μ_n и напряженность электрического поля вдоль направления тока $V_x = \mu_n E_x$. Используя удельное электрическое сопротивление материала пластинки ρ, напряженность E преобразуем в плотность электрического тока j_x, тогда $V_x = \mu_n \rho j_x$. Произведение $\mu_n\rho$ представляет собой постоянную Холла $R_н = \mu_n\rho$, значение которого зависит не только от свойства материала, но и от значения магнитной индукции B. Умножая обе части равенства (4.3) на площадь поперечного сечения пластинки $b \cdot d$, получим

$$E_y bd = -R_н j_x B bd = -R_н IB.$$

Учитывая, что $E_y b = Э_н$ — э. д. с. Холла, можно выразить следующим образом:

$$Э_н = -R_н IB/d. \tag{4.4}$$

Отсюда выражение для определения постоянной Холла [4.2].

$$R_н = -\frac{Э_н d}{IB}. \tag{4.5}$$

В случае электронной проводимости полупроводникового материала имеем

$$R_н = -\frac{1}{en}, \tag{4.6}$$

где n — количество свободных электронов в единице объема материала. При чисто дырочной проводимости

$$R'_н = \frac{1}{ep}, \tag{4.7}$$

где p — количество свободных дырок в единице объема вещества.

Для полупроводниковых материалов со смешанным типом проводимости

$$R_н = \frac{A}{e}\,\frac{p\mu_p^2 - n\mu_n^2}{(p\mu_p + n\mu_n)^2}, \tag{4.8}$$

где А — коэффициент, учитывающий механизм рассеяния носителей тока в кристалле. Его теоретическое значение равно $3\pi/8$, на практике оно меняется от 1 до 1,93. Такой же коэффициент А следует вводить и в формулы (4.6) и (4.7).

4.1.2. Магниторезистивный эффект

Явление изменения сопротивления проводников и полупроводников, помещенных в магнитное поле, называют маг-

ниторезистивным эффектом (эффект Гаусса). Как уже указывалось выше, при протекании тока через образец только те электроны, скорость которых близка к средней скорости $\vec{V}$, двигаются в поперечных электрическом и магнитном полях, не отклоняясь от прямолинейных траекторий, так как только для них сила Лоренца скомпенсирована действием поля Холла. В этом случае линии тока параллельны граням образца.

Траектории движения тех электронов, скорость которых отличается от средней скорости, искривляются под действием магнитного поля. На более медленные носители сильнее действует поле Холла, а на более быстрые — сила Лоренца. Эффективная длина свободного пробега носителей в направлении электрического тока уменьшается. Поскольку подвижность электронов пропорциональна длине свободного пробега, то в результате уменьшится электропроводность образца в данном направлении.

Эффект магнитосопротивления характеризуется отношением изменения сопротивления в магнитном поле $\Delta\rho = \rho(B) - \rho(0)$ к сопротивлению при отсутствии поля $\rho(0)$

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \frac{\rho(B) - \rho(0)}{\rho(0)}. \qquad (4.9)$$

При примесной электронной или дырочной проводимости и слабом магнитном поле (т. е. в общем случае $\mu_{/n,p/}B \ll 1$) изменение сопротивления определяется следующими выражениями [4, 3 и 4,4]:

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_{np}} = \frac{4-\pi}{4}\left(\frac{3\pi}{8}\right)^2 (\mu_{/np/}B)^2, \qquad (4.10)$$

где $\mu_{/n.p/}$ — подвижность соответствующих носителей заряда (электронов или дырок).

В случае проводимости, обусловленной носителями обоих знаков, изменение магнитосопротивления определяется выражением

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \left(\frac{3\pi}{8}\right)^2 \text{B} \left[\frac{4}{\pi}\frac{\mu^2 n + \mu_p^2 p}{\mu_n n + \mu_p p} - \left(\frac{\mu_n^2 n - \mu_p^2 p}{\mu_n n + \mu_p p}\right)^2\right]. \qquad (4.11)$$

В полупроводнике с двумя видами носителей поле Холла меньше, поэтому линии тока в нем не параллельны граням и эффект магнитосопротивления соответственно проявляется сильнее.

Из приведенных выше выражений вытекает, что изменение сопротивления в слабом магнитном поле пропорционально квадрату индукции магнитного поля и подвижности носителей.

В инженерных расчетах часто используется выражение для относительного изменения сопротивления полупроводника в магнитном поле [4.3]:

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = C\mu^m_{/n.p/}B^m,$$

где C — коэффициент формы;

$m = 1...2$ — показатель степени, зависящий от значения магнитной индукции B.

Удобное выражение для определения изменения сопротивления как области сильных, так и слабых полей приведено в работе [4.4]

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \frac{AB}{1 + \mu^2_{/n.p/}B^2}, \qquad (4.12)$$

где A — постоянный коэффициент.

В области слабых полей $\Delta\rho/\rho$ является квадратичной функцией B, а в области сильных полей $\Delta\rho/\rho$ достигает насыщения.

4.1.3. Эффект Эттингсгаузена (поперечный гальванотермомагнитный эффект)

Возникновение поперечной разности температур между гранями 3 и 4 (рис. 4.1) пластины, которая помещена в магнитное поле и через которую протекает электрический ток называется эффектом Эттингсгаузена. Это явление также вызвано тем, что электроны в кристалле имеют неодинаковые скорости. Те электроны, скорость которых меньше средней, под действием магнитного поля будут отклоняться на одну грань образца: для них сила Лоренца превышает действие поля Холла. На электроны со скоростью меньше средней более сильное влияние будет оказывать электрическое поле, под действием которого они будут отклоняться в противоположную сторону. Быстрые электроны отдают избыточную энергию кристаллической решетке, и соответствующая грань образца нагревается; медленные электроны на противоположной грани образца будут пополнять свою энергию за счет охлаждения решетки и эта грань будет охлаждаться. Таким образом возникает поперечная разность температур.

Температурный градиент пропорциональный напряженности магнитного поля

$$\left(\frac{dT}{dy}\right)_E = pIB,$$

где p — коэффициент Эттингсгаузена.

Разница температур приведет к появлению термо-э.д.с. эффекта Эттингсгаузена $Э_э$, знак которой, как и знак э. д. с. Холла, зависит от направления тока, магнитного поля и знака носителей заряда.

4.1.4. Эффект Нернста

Эффектом Нернста называется явление возникновения продольной разности температур на гранях *1* и *2* (рис. 4.1) пластины, помещенной в магнитное поле через которую протекает электрический ток.

Эффект Нернста возникает также вследствие неодинаковых скоростей носителей тока, но их движение рассматривается вдоль другой оси, а именно, в магнитном поле электроны с большими скоростями будут достигать дальнего конца образца, в то время как электроны с меньшими скоростями отклонятся к грани образца. Происходит селекция (отбор) электронов вдоль образца, вследствие чего возникает продольный градиент температуры.

4.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ХОЛЛА

Преобразователь Холла должен обладать:
1) высокой чувствительностью к изменению магнитного поля; 2) максимальной э. д. с. Холла при заданной индукции магнитного поля; 3) высоким коэффициентом использования; 4) независимостью параметров от температуры; 5) линейной зависимостью э. д. с. Холла от значения индукции магнитного поля.

На практике трудно изготовить элемент, в котором одновременно удовлетворялись бы все перечисленные выше требования. Поэтому, исходя из конкретного применения датчиков, задают высокие уровни одних параметров и сознательно снижают значения других. Условия применения предъявляют и дополнительные требования к датчику. Например, при работе в узких щелях бывают нужны очень тонкие и гибкие датчики; для исследования неоднородности магнитных полей необходимы датчики Холла с очень малой рабочей поверхностью и т. п.

4.2.1. Материалы преобразователей Холла (ПХ)

При конструировании ПХ следует добиваться высокой чувствительности к магнитной индукции (магнитной чувстви-

тельностью), которая определяется как отношение э. д. с. Холла к магнитной индукции при заданном токе ($I = const$)

$$S_в = \frac{Э_н}{B} = \frac{R_н}{d} I. \qquad (4.13)$$

Так как постоянная Холла $R_н$ обратно пропорциональна концентрации носителей (4.8), то для изготовления преобразователей Холла пригодны только такие материалы, которые имеют низкую концентрацию носителей заряда. В металлах концентрация носителей находится на уровне 10^{22} 1/см^3. Поскольку в полупроводниках концентрация носителей примерно 10^{14} 1/см^3, то полупроводниковые материалы обеспечивают большую магниточувствительность.

Магниточувствительность датчика можно увеличить, уменьшая концентрацию основных носителей. Однако концентрация примеси должна оставаться больше концентрации собственных носителей, так как в собственно полупроводнике постоянная Холла $R_н$ меньше (4.8). Кроме того, с уменьшением концентрации основных носителей увеличивается зависимость $Э_н$ от температуры, что нежелательно.

Из определения следует, что значение постоянной Холла пропорционально подвижности носителей заряда, поэтому для изготовления ПХ используются полупроводники с высокой подвижностью носителей. Обычно это электронные полупроводники, поскольку подвижность электронов выше подвижности дырок. Примером электронных полупроводников с высокой подвижностью являются селенид и теллурид ртути, арсенид галлия, арсенид индия, антимонид индия, германий, кремний и др.

Магниточувствительность преобразователя увеличивается также с уменьшением толщины образца d (4.13). Однако это происходит до определенного предела. Например, толщину ПХ из германия можно уменьшить только до 40 мкм. При меньших толщинах рост чувствительности датчика к магнитному полю замедляется, а при $d < 15$ мкм практически прекращается. Причиной уменьшения магниточувствительности $S_в$ с уменьшением толщины d является увеличение рассеивания носителей заряда на дефектах поверхности и соответствующее уменьшение подвижности.

4.2.2. Основные параметры и расчетные соотношения преобразователей Холла

Уточненное выражение для определения э. д. с. Холла записывается в виде

$$Э_н = \frac{R_н}{d} f \left(\frac{l}{b}, B \right) IB = S_0 IB, \quad (4.14)$$

где $S_0 = \frac{R_н}{d} f\ (\frac{l}{b}, B)$ — удельная чувствительность ненагруженного преобразователя (чувствительность к произведению);

член $f\ (\frac{l}{b}, B)$ в выражении (4.14) является поправочной функцией, отображающей зависимость удельной чувствительности от геометрических размеров пластины и индукции. Как показано в работе [4.5], ее значение может быть найдено из выражения $f\ (\frac{l}{b}, B) = \left[1 - exp(-A - \frac{4K}{\pi^2} arctg^2 \mu_{/n,p/} B) \frac{l}{b}\right]$, где A и K постоянные коэффициенты, равные 1,23 и 0,85 соответственно.

Если вектор магнитной индукции B не ортогонален плоскости пластины, то правую часть выражения (4.14) необходимо умножить на $cos\alpha$, где α — угол между вектором индукции и плоскостью пластины.

Наличие поправочной функции в (4.14) указывает на нелинейность зависимости э.д.с. Холла от магнитной индукции. Однако при отношении $l/b = 2...3$ и верхнем пределе изменения индукции 1...5 $Т_л$ удельную чувствительность можно считать практически постоянной, а зависимость э.д.с. Холла от индукции линейной.

Если ПХ нагружен на внешнее сопротивление $R_н$, то напряжение на холловских электродах

$$U_2 = Э_н - I_2 R_2,$$

где I_2 — выходной ток;

R_2 — выходное сопротивление при разомкнутом входе.

Поскольку $I_2 = Э_н/(R_н + R_2)$, то

$$U_2 = Э_н(1 - R_2/(R_2 + R_н)) = Э_н/(1 + \frac{R_2}{R_н}) = S_0 IB/\left(1 + \frac{R_2}{R_н}\right) = S_н IB. \quad (4.15)$$

Величина $S_н$ называется удельной чувствительностью нагруженного ПХ. Напряжение на входе датчика U_x (рис. 4.1) должно уравновешивать падение напряжения на входном сопротивлении преобразователя R_1 плюс вторичную э.д.с. Холла, т. е. $U_x = IR_1 + S_0 B I_2$. Применяя в ПХ теорию четырехполюсников, запишем уравнения входной и выходной цепи в следующем виде [4.6]:

$$U_1 = R_1 I_1 - S_0 B I_2, \\ U_2 = S_0 B I_1 + R_2 I_2. \quad (4.16)$$

Здесь токи I_1 и I_2 равны по абсолютной величине токам I и

I_2 соответственно. Если холловские выводы разомкнуты, то $I_2 = 0$.

В системе уравнений (4.16) знаки составляющих напряжения получены в соответствии с условно принятыми направлениями входного I_1 и выходного I_2 токов, которые втекают в четырехполюсник, а также при входном U_1 и выходном U_2 напряжениях с высшими потенциалами на нижних зажимах четырехполюсника. Из матрицы сопротивлений (4.16) определим коэффициенты передачи (по напряжению и току), а также входное и выходное сопротивления нагруженного преобразователя, с учетом внутреннего сопротивления R_0 источника входного тока I_1:

$$K_u = S_0BR_н/(R_1(R_2 + R_н) + (S_0B)^2; \quad K_1 = S_0B/(R_1 + R_2);$$
$$R_{вх} = (R_1(R_2 + R_н) + (S_0B)^2)/(R_2 + R_н);$$
$$R_{вых} = (R_2(R_1 + R_2) + (S_0B)^2)/(R_1 + R_0).$$

Как видно из приведенных выражений, величины K_u, $R_{вх}$ и $R_{вых}$ нелинейно зависят от индукции магнитного поля В, что особенно проявляется при значительных индукциях (более 5 Тл).

Для определения к.п.д. преобразователя найдем входную $P_{вх}$ и выходную $P_{вых}$ мощности ДХ:

$$P_{вх} = I_1^2\frac{R_1(R_2 + R_н) + (S_0B)^2}{R_2 + R_н}; \; P_{вых} = I_2^2\frac{(R_1 + R_0)R_2 + (S_0B)^2}{R_1 + R_0}.$$

Очевидно, что

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \left(\frac{I_2}{I_1}\right)\frac{[R_2(R_1 + R_0) + (S_0B)^2](R_2 + R_н)}{[R_1(R_2 + R_н) + (S_0B)^2](R_1 + R_0)} =$$
$$= \left(\frac{S_0B}{R_1 + R_2}\right)^2\frac{[R_2(R_1 + R_0) + (S_0B)^2](R_2 + R_н)}{[R_1(R_2 + R_н) + (S_0B)^2](R_1 + R_0)}.$$

Входным сопротивлением ПХ называют сопротивление между токовыми электродами на гранях *1*, *2* пластины (рис. 4.1). При отсутствии магнитного поля это сопротивление равно [4.6]

$$R_1 = \rho\frac{l}{bd} = \frac{2R_н}{\mu_{/n,p/}d},$$

где ρ — удельное сопротивление материала, из которого изготовлен датчик;

l, b, d — геометрические размеры датчика (рис. 4.1).

Под действием магнитного поля сопротивление полупроводников изменяется. Основной причиной изменения входного сопротивления ПХ, помещенного в магнитное поле, является изменение подвижности носителей. Под действием магнитного поля носители отклоняются от кратчайшего пути.

Длина свободного пробега носителей в направлении электрического поля уменьшается, что проявляется в росте сопротивления полупроводника.

Действие силы Лоренца уравновешивается поперечным электрическим полем Холла. При этом траектории носителей заряда, движущихся со скоростью $\vec{V}$ между токовыми электродами, спрямляются. Но разность потенциалов на выходе датчика зависит не только от магнитной индукции и входного тока, но и от выходного тока. При увеличении выходного тока разность потенциалов на выходе уменьшается. Следовательно, уменьшается поперечное электрическое поле, а кривизна траектории носителей увеличивается, что вызывает увеличение входного сопротивления преобразователя Холла. Например, при коротком замыкании холловских электродов эффект изменения входного сопротивления ПХ будет максимальным. При работе ПХ на внешнюю нагрузку между напряжением Холла и индукцией магнитного поля теряется линейная связь, и это отклонение от линейной зависимости тем больше, чем больше эффект изменения сопротивления материала в магнитном поле. Выходное сопротивление — это сопротивление между холловскими электродами ПХ. Если эти электроды выполнены в виде точечных контактов, то выходное сопротивление преобразователя определяется удвоенным сопротивлением растекания точечного контакта [4.7] $R_2 \approx \approx \rho/\pi r$,

где ρ — удельное сопротивление полупроводников; r — радиус точечного выходного контакта.

При выходных контактах в виде полуцилиндров, вплавленных в боковые грани [4.7] преобразователя, выходное сопротивление $R_2 \approx \dfrac{2\rho}{\pi d} l_n \dfrac{b}{2r}$, где r — радиус полуцилиндрического выходного контакта.

При наличии тока I_2 выходное сопротивление ПХ аналогично как и входное сопротивление возрастает с увеличением напряженности магнитного поля.

Для получения максимального коэффициента полезного действия следует в качестве нагрузки включить сопротивление, равное характеристическому сопротивлению [4.8], которое принимается равным среднему геометрическому входных сопротивлений холостого хода и короткого замыкания:

$$R_c = \sqrt{R_{1кз} R_{1xx}} = \sqrt{\frac{R_1 (R_1 R_2 + (S_0 B)^2}{R_2}}.$$

При отсутствии магнитного поля отношение выходной

мощности ко входной называют коэффициентом использования преобразователя η.

В табл. 4.1 приведены оценочные значения коэффициентов использования датчиков Холла, изготовленных из ряда достаточно чистых полупроводниковых материалов при B = 0,1 Тл и в условиях согласования выходного сопротивления датчика и нагрузки [4.4].

Как видно из табл. 4.1, расчетные коэффициенты использования датчиков Холла очень невелики. На практике они оказываются еще меньше, особенно в случае больших значений индукции магнитного поля.

Для того, чтобы получить максимальную выходную мощность ПХ, можно увеличить входную мощность, однако для каждого датчика существует верхний предел, который определяется максимально допустимой рабочей температурой. В стационарном режиме выделяемая и рассеиваемая в преобразователе мощность равна

$$I_{1max}^2 \rho \frac{l}{bd} = 2bl\beta \Delta t,$$

где β — коэффициент теплоотдачи; Δt — разность между максимально допустимой температурой датчика и температурой окружающей среды.

Таблица 4.1

Коэффициент использования преобразователей Холла

Материал:	Ge	Si	$InSb$	$InAs$	$InAs_{0.6}P_{0.4}$	$InAs_{0.8}P_{0.2}$	$HgSe$	$HgTe$	Cd_3As_2
η %	0,011	0,0012	1,50	0,375	0,044	0,11	0,0135	0,033	0,0036

Если пренебречь площадью боковых граней датчика максимально допустимое действующее значение тока через преобразователь будет равно

$$I_{1max} = b\sqrt{\frac{2\beta d \Delta t}{\rho}}.$$

Из этого выражения следует, что увеличение максимально допустимого тока, а следовательно, и входной мощности при неизменной температуре возможно при увеличении интенсивности теплообмена между датчиком и окружающей средой.

Теплоотдачу можно увеличить, если преобразователь привести в тепловой контакт с телом большой площади и с хорошей теплопроводностью, например, с магнитопроводом

катушки, создающей магнитное поле. Таким образом, удается повысить максимальную мощность рассеяния в 10—20 раз. Соответственно увеличиваются максимально допустимый ток и максимальное значение э.д.с. Холла, которая при заданной индукции магнитного поля определяется выражением

$$Э_{н\,max} = R_н \frac{I_{1\,max}B}{d} = R_н Bb\sqrt{\frac{2\beta\Delta t}{\rho d}}.$$

Преобразователь Холла может работать как в режиме заданного входного напряжения, так и в режиме заданного тока, причем выражения для э.д.с. Холла в обоих случаях отличаются [4.5]. Режим заданного тока во многих случаях является предпочтительным, поскольку при этом на значение тока I не влияют изменения входного сопротивления $R_{вх}$ датчика во времени и при изменении температуры внешней среды. Нетрудно показать, что в этом режиме уравнение преобразования запишется в следующем виде [4.9]:

$$U_2 = \frac{R_1R_2(Э_нR_2/(R_2+R_н)+S_0BI_1)}{R_1R_2+2(S_0B)^2}.$$

В режиме холостого хода

$$U_{2хх} = \frac{S_0I_1BR_1R_2}{R_1R_2+2(S_0B)^2}. \qquad (4.17)$$

Абсолютную погрешность преобразования можно определить как разность действительного значения напряжения U_2, определенного из (4.17) и его номинальным значением $U_{2н} = S_{он}I_1B$, где $S_{он}$ — номинальное значение удельной чувствительности.

В первом приближении значение мультипликативной составляющей этой погрешности может быть определено путем определения полного приращения U_2 в зависимости от изменения нагрузки и параметров датчика.

Членом $2\,(S_0B)^2$ в выражении (4.17) можно пренебречь в слабых и средних магнитных полях.

Кроме рассмотренных параметров (S_0, $S_н$, K_u, K_I, η, η_0, $R_{вх}$, $R_{вых}$), определяющих качество ПХ как составной части цепи измерения или контроля, существенными параметрами являются напряжение неэквипотенциальности $U_{нэ}$, называемое остаточным напряжением и коэффициент выпрямления [4.5]. Напряжение неэквипотенциальности, возникающее на холловских выводах при отсутствии магнитной индукции из-за несимметрии датчика и электродов, может быть скомпенсировано известными способами [4.4, 4.10]. Схемные реализации некоторых из них приведены на рис. 4.2. Значительно сложнее скомпенсировать температурные изменения $U_{нэ}$, что обусловливает появление аддитивной составляющей

погрешности. Уменьшение этой составляющей достигается либо термостатированием датчика, либо структурными методами.

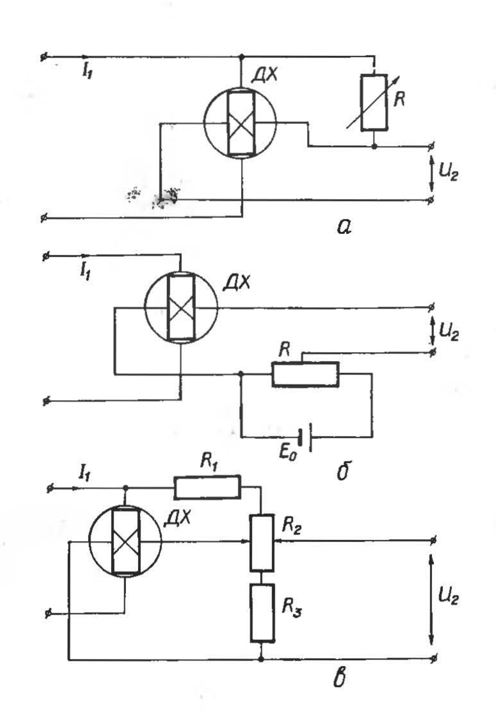


Рис. 4.2.
Схемы компенсации напряжения неэквипотенциальности

Отметим, однако, что эти методы не всегда применимы, особенно если датчики Холла используются в каких-либо подвижных конструкциях.

Напряжение неэквипотенциальности можно определить, зная коэффициент неэквипотенциальности, предельное значение которого приводится в технической документации на большинство типов ПХ, выпускаемых серийно промышленностью. Коэффициент неэквипотенциальности определяется как отношением напряжения неэквипотенциальности к вызывающему его входному току.

Под коэффициентом выпрямления понимают отношение максимального значения э.д.с. Холла к выпрямленному холловскими контактами напряжению при определенных значениях индукции [4.5]. Для уменьшения влияния выпрямляющих эффектов применяют соответствующие схемы компенсации [4.4, 4.6].

Основные параметры некоторых типов преобразователей Холла, обладающие хорошими метрологическими характеристиками, приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Основные параметры некоторых типов ПХ

Тип преобразователя	Материал	Размеры активной части преобразователя, мм	Номинальное значение входного тока, мА	Сопротивление, Ом		Удельная чувствительность, В/А·Тл	Коэффициент неэквипотенциальности, В/А	Температурный коэффициент чувствительности, %/°С	Рабочий диапазон температур, °С	Максимальное значение индукции, Тл
				входное	выходное					
Х 500	Арсенид, фосфид индия	0,8×0; 5×0,1	110	0,7	7	0,6...1,0	$2{,}5\cdot10^{-3}$	0,02	−200...+180	10
Х 114	Германий	8×4×0,25	50	18	30	8...12	$1{,}5\cdot10^{-2}$	0,3	−100...+80	10
ДХС-05	Германий	6×3×0,16	24	40	90	9	0,2	0,03	−60...+60	3...5
ДХК-7С	Кремний	12×6×0,2	20	500	1000	45	0,8	0,08	−160...+90	10
Ж 200	Арсенид индия	0,8×0,5×0,1	130	0,5	5	0,6...1,3	$2{,}5\cdot10^{-3}$	0,08	−120...+90	10
ПХЭ-602	Антимонид индия	3×3×0,8	100	—	0,8	0,3	10^{-4}	0,005	—	15

4.2.3. Применение преобразователей Холла в измерительных устройствах

Одним из применений ПХ является использование их для измерения индукции магнитных полей [4.11—4.13]. Если преобразователь Холла, входящий в состав датчика, питается заданным постоянным током, то при измерении индукции переменного магнитного поля $B(t) = B_m sin\, \omega t$, э.д.с. Холла равна

$$Э_{\text{нI}} = \frac{R_{\text{н}}}{d}\ IBm sin \omega t + K_{\text{нн}} \omega cos \omega t + U_{\text{нэ}}.$$

а при питании ПХ в режиме заданного напряжения

$$Э_{\text{нн}} = \frac{l}{b}\, \mu_n U B_m sin \omega t + K_{\text{нн}} \omega cos \omega t + U_{\text{нэ}},$$

где $K_{\text{н}v}$ — коэффициент, характеризующий индукционную наводку на холловских выводах ПХ.

Принципиально порог чувствительности преобразования магнитной индукции переменных полей определяется шумами ПХ и измерительного усилителя, который при микроэлектронном исполнении также может входить в состав датчика. Поскольку уровень шумов преобразователей из антимонида индия, обладающих наименьшей зависимостью характеристик от температуры, составляет $(10^{-8}...10^{-9})$ В, то это ограничивает порог чувствительности по индукции на

уровне $3 \cdot 10^{-7}$ Тл при чувствительности ПХ 30 мкВ/мТл. Однако на практике порог чувствительности имеет гораздо большее значение из-за индукционных наводок в выходной цепи преобразователя и построенного на его основе датчика в целом.

Известные способы уменьшения сигнала наводки состоят в уменьшении площади контура, образованного выходным электродом и пластиной Холла. Для этого выводы холловских электродов за пределами пластины скручивают между собой [4.6]. Этот способ не позволяет полностью устранить наведенную э.д.с., так как площадь петли не может быть уменьшена до нуля. Остаточная площадь составляет около 0,05 $см^2$, что при индукции в 1 Тл на частоте 50 Гц соответствует 1 мВ наведенной э.д.с. Кроме того, этот способ предполагает расположение одного из электродов Холла над или под пластиной, что увеличивает толщину датчика.

Погрешность преобразования индукции переменных полей в пределах от 10 мТл до 1,5 Тл может составлять от 1 % до 2,5 % [4.12]. При преобразовании индукции постоянных полей наводка отсутствует ($K_{нн} = 0$) и погрешность обусловлена в основном температурными изменениями S_0 и $U_{нэ}$.

Преобразователь Холла применяется для безконтактного измерения токов, причем возможны различные варианты построения интегрирующего контура датчика, внутри которого расположена шина с измеряемым током [4.14]. Этот контур можно построить либо из определенного числа ПХ, включенных последовательно или параллельно, либо в виде сплошного или разъемного кольца, снабженного круговыми замкнутыми и холловскими электродами. Второй способ построения интегрирующего контура дает возможность устранить методическую погрешность, обусловленную ограниченным числом элементов контура. К сожалению, практическое изготовление такого интегрирующего контура сопряжено со значительными технологическими трудностями.

Кроме этих методов, ток можно измерять путем преобразования его в индукцию магнитного поля, используя при этом электромагнитный преобразователь. Этот преобразователь состоит из ферромагнитного сердечника, на котором расположена катушка с измеряемым током. Сердечник содержит воздушный зазор, в котором расположен ДХ, через который протекает то I. По аналогичной схеме построены также перемножающие устройства и преобразователи мгновенной мощности.

Особое внимание при построении таких устройств следует уделять вопросам расчета магнитной системы, наличие которой обусловливает появление амплитудных и угловых погрешностей. Амплитудные погрешности имеют муль-

типликативную составляющую, обусловленную изменением ее параметров магнитной системы (например, магнитной проницаемости во времени и температуре), а также нелинейную составляющую, обусловленную нелинейной зависимостью магнитной проницаемости от индукции магнитного поля.

Кроме этих составляющих погрешности наличие магнитной системы обусловливает сдвиг фазы индукции в зазоре относительно электрической величины, которая вызывает эту индукцию. Даже при преобразовании в магнитную индукцию электрического тока, превалирующей является фазовая погрешность, причем угол сдвига можно определить по формуле (4.14)

$$\varphi = arctg \frac{tg\psi}{1 + \mu/k\sqrt{tg\psi + 1}},$$

где ψ — угол потерь в магнитном материале, тангенс которого равен отношению удельных потерь P к удельной намагничивающей мощности Q; μ — относительная магнитная проницаемость;

k — отношение длины l средней линии магнитного потока в ферромагнитном сердечнике к ширине воздушного зазора δ.

Значение фазовых сдвигов между токами к катушке электромагнитного преобразователя и индукцией в зазорах сердечников, выполненных из различных ферромагнитных материалов, приведены в [4.14].

При рациональном выборе конструктивных и электрических параметров магнитной системы и ПХ перемножителя может быть достигнута весьма высокая точность перемножения в диапазоне звуковых частот. Это подтверждает опыт создания модульных перемножителей на эффекте Холла с приведенной погрешностью 0,5 % фирмой "*Electrical Transducers*" США. Эти перемножители могут использоваться для бесконтактного преобразования тока, а также мощности. Дальнейшего повышения точности перемножающих устройств, являющихся основными блоками преобразователей тока, мощности, анализаторов спектра и других средств измерения можно добиться применением структурных методов. Одной из первых разработок с применением структурных методов, в частности, метода отрицательной обработки связи в перемножителях на основе эффекта Холла, является описанное в [4.15] устройство, упрощенная структурная схема которого приведена на рис. 4.3. В перемножителе применены два идентичных преобразователя Холла ПХ1 и ПХ2, которые вместе с дифференциальным усилителем УС могут выпол-

няться в виде интегральной схемы [4.16]. Эти преобразователи размещены в зазоре электромагнитного преобразователя ЭМ.

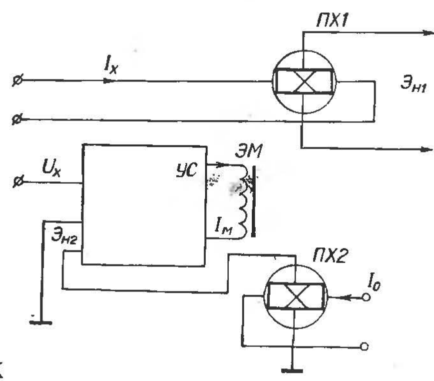


Рис. 4.3.
Замкнутая схема перемножителя на ПХ

Выходная э. д. с. ПХ1

$$Э_{н1} = S_1 B I_x,$$

где S_1 — удельная чувствительность ПХ1.

На выходе ПХ2 под воздействием индукции В при протекании через него стабильного тока I_0 возникает э.д.с.

$$Э_{н2} = S_2 B I_0.$$

Поскольку индукция воздушного зазора В создается выходным током $I_м$ усилителя, то ее значение $B = K_м I_м$ ($K_м$ — коэффициент преобразования электромагнита). Ток $I_м$, питающий обмотку электромагнита, создается разностью напряжений U_x и $Э_{н2}$, усиленной в коэффициент усиления $K_{ус}$ усилителя. Тогда индукция зазора

$$B = K_м K_{ус} \frac{U_x - Э_{н2}}{Z_м},$$

где $Z_м$ — импеданс катушки электромагнита. Подставив в последнее выражение значение $Э_{н2}$ и решив уравнение относительно B, получим

$$B = \frac{K_м K_{ус} U_x / Z_м}{1 + K_м K_{ус} S_2 I_0 / Z_м}.$$

При $K_{ус} \to \infty$ получим выражение для индукции в зазоре $B = \frac{U_x}{S_2 I_0}$, подставив которое в выражение для выходной э. д. с. окончательно имеем

$$Э_{н1} = \frac{S_1}{S_2} \frac{U_x I_x}{I_0}. \qquad (4.18)$$

Как видно из (4.18), при одинаковых изменениях S_1 и S_2 погрешность, обусловленная ими, может быть существенно уменьшена. Мультипликативная и нелинейная составляющие амплитудной погрешности уменьшаются в $(1 + K_{ус}K_{м}I_0S_2/ /Z_{м})$ раз.

Аналогично строятся схемы с коррекцией погрешностей, содержащие дополнительную обмотку, в которую вводится усиленный сигнал поправки, то есть сигнал разности между U_x и $Э_{н2}$ [4.16].

Важной областью использования ПХ являются измерения неэлектрических величин, в первую очередь механических, и параметров механических колебаний. В датчиках подобного типа используется относительное перемещение преобразователя Холла и источника магнитного потока.

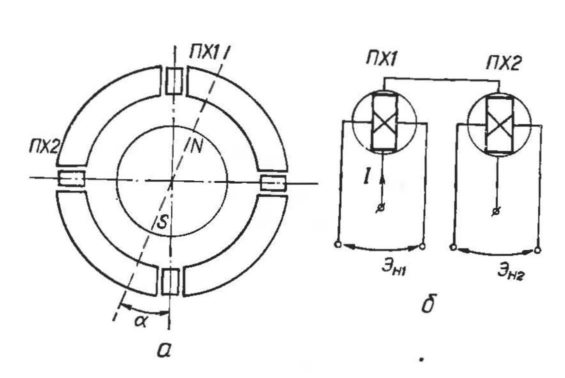


Рис. 4.4.
Конструкция *(а)* и схема включения ПХ *(б)* преобразователя углового перемещения

Преобразователи Холла очень часто используются для бесконтактных преобразований угловых и линейных перемещений в электрический сигнал. В частности, для измерения угла поворота или углового перемещения используется датчик с двумя ПХ, представленный на рис. 4.4.*а* [4.4]. Преобразователи Холла этой конструкции неподвижны, а вращающаяся часть датчика представляет собой намагниченный в радиальном направлении вал *N-S*, соединенный с вращающимся объектом. Если вал повернется на угол α, то в неподвижных датчиках ПХ1 и ПХ2 индуцируются э.д.с. $Э_{н1} = Э_{н} sin\,\alpha$ и $Э_{н2} = Э_{н} cos\,\alpha$, ПХ1 и ПХ2 установлены радиально в зазорах наружного магнитного ярма датчика и смещены относительно друг друга на угол 90 град. Схема включения преобразователей показана на рис. 4.4,*б*. Остальные

два зазора сделаны для устранения асимметрии магнитной цепи датчика. В них согласно [4.10] могут помещаться на одной оси еще два ПХ. При чем ПХ расположены на одной оси, соединяются попарно параллельно относительно токовых зажимов и последовательно по холловским выводам. Такие преобразователи с наружным диаметром 1...3 см могут обеспечить погрешность преобразования в несколько десятых процента; отсчет угла может производиться с абсолютной погрешностью до 0,1 град.

Принцип преобразования линейных перемещений очень прост. Если преобразователь Холла перемещается в неоднородном магнитном поле, то напряжение Холла будет зависеть от значения перемещения. Следовательно, проблема заключается в разработке таких магнитных систем, для которых эта зависимость будет линейной. Такой является магнитная система датчика, изображенная на рис. 4.5, где обозначены: *1* — преобразователь Холла, *2* — наружные магнитные ярма постоянных магнитов *3* и *4*. Перемещенные ПХ, через который в продольном направлении протекает стабильный ток, осуществляется в направлении оси X. Погрешность таких датчиков перемещения порядка ± (1...2 мм) может быть менее 1,5 %. Входная э.д.с. ПХ датчиков перемещений зависит от параметров самого преобразователя и значения индукции магнитного поля, создаваемого магнитом. На основе подобных принципов строят измерители вибраций, акселерометры, сейсмографы и т. п. средства измерений механических величин [4.4].

Кроме того, преобразователи Холла применяются в преобразователях давления. В этом случае ПХ, помещенный в

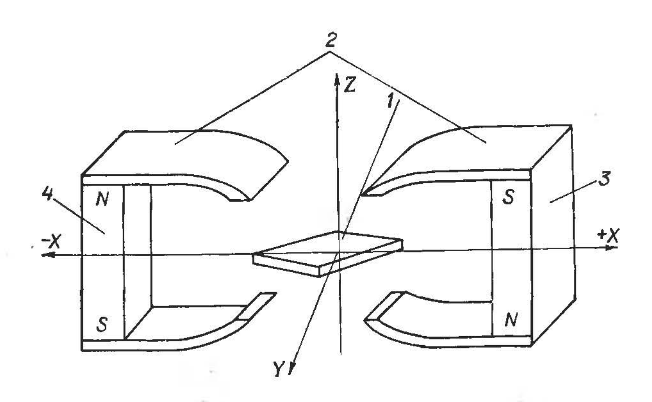


Рис. 4.5.
Конструкция преобразователя линейного перемещения

магнитное поле с большим градиентом, механически соединяется с элементом, изменяющим его положение под влиянием давления.

4.3. МАГНИТОРЕЗИСТОРЫ

4.3.1. Используемые материалы и конструкции магниторезисторов

Так как напряженность холловского электрического поля снижает магниторезистивный эффект, то конструкция магниторезистора должна быть такой, чтобы уменьшить или полностью устранить эффект Холла. Максимальный магниторезистивный эффект наблюдается в неограниченном полупроводнике в направлении, перпендикулярном току [4.3; 4.7; 4.8].

Наилучшим приближением к неограниченному по ширине образцу является диск Корбино (рис. 4.6,*а*). При отсутствии магнитного поля ток в таком образце проходит в радиальном направлении от центра диска ко второму электроду, расположенному по периметру диска или наоборот. Отклонение носителей заряда под действием магнитного поля происходит в направлении, перпендикулярном радиусу, а поскольку не существует граней, на которых может происходить накопление зарядов, то разделение носителей заряда и образование электрического поля Холла в таком образце не происходит. Другой конструкцией магниторезистора (хотя и с меньшим проявлением эффекта магнитосопротивления, чем в диске Корбино) является пластинка полупроводника, ширина которой намного больше ее длины (рис. 4.6,*б*).

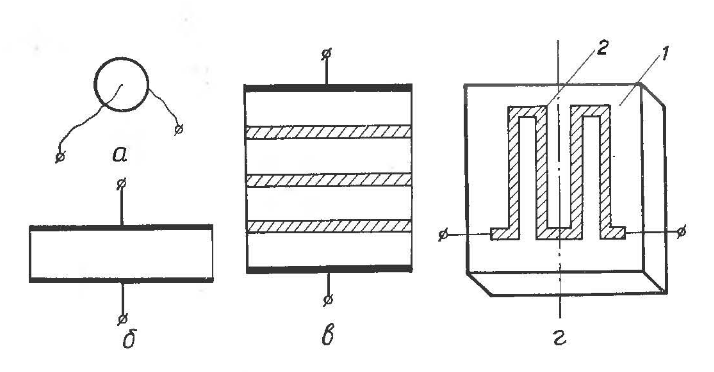


Рис. 4.6.
Конструкции магниторезисторов

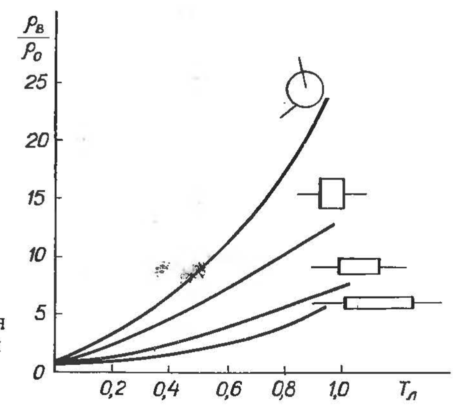


Рис. 4.7.
Зависимость приращения удельного сопротивления от магнитной индукции при разных формах МР

Эти две структуры обладают наибольшим относительным изменением сопротивления в магнитном поле (рис. 4.7).

Недостатком магниторезисторов такой формы является малое абсолютное значение сопротивления, что обусловлено не только геометрической формой, но и свойствами материалов, из которых изготавливаются магниторезисторы. Для магниторезисторов применяются полупроводники с высокой подвижностью носителей тока, в том числе, анимонид индия, арсенид индия, эвтектические сплавы антимонида индия и антимонида никеля, теллурид и селенид ртути, их твердые растворы и другие полупроводниковые соединения с малой шириной запрещенной зоны и высокой удельной проводимостью.

Для увеличения начального сопротивления (при B = 0) применяют последовательное соединение нескольких магниторезисторов [4.17]. Вместо последовательного соединения магниторезисторов используется одна длинная полупроводниковая пластинка, на поверхность которой нанесены металлические полоски (рис. 4.6,*в*), делящие пластину на области, длина которых меньше их ширины. Каждая часть пластины между двумя металлическими полосами представляет собой отдельный магниторезистор.

Несмотря на то, что в магниторезисторах прямоугольной формы магниторезистивный эффект проявляется слабее, чем в диске Корбино, они обладают существенными преимуществами. В частности, зависимость $R_b = f(B)$ носит квадратичный характер только в слабых магнитных полях и практически линейная в полях, начиная с 0,3...0,4 Тл (рис. 4.7).

Электрическое сопротивление магниторезисторов в форме прямоугольников тоже невелико и в зависимости от конструкции и использованного материала может колебаться от еди-

ниц до нескольких десятков Ом. Кроме приведенного выше способа увеличения сопротивления магниторезисторов путем их последовательного соединения, можно соответствующим образом подобрать форму образца. Например, придать магниторезистору форму меандра (рис. 4.6,*г*), где *1* — изоляционная подложка, *2* — полупроводниковая полоска.

4.3.2. Основные характеристики магниторезисторов

Основными характеристиками магниторезисторов являются: электрическое сопротивление R_0 при отсутствии магнитного поля, функция преобразования (зависимость сопротивления, от значения магнитной индукции), коэффициент относительного изменения сопротивления, допустимое значение тока через магниторезистор, а также температурный коэффициент сопротивления [4.3].

Основной характеристикой магниторезисторов является зависимость $R_B = f(B)$. В области малых значений магнитной индукции эта зависимость носит квадратичный характер, а при повышении в зависимость сопротивления магниторезистора от значения индукции магнитного поля становится линейной.

Как и для других полупроводниковых датчиков, для магниторезисторов характерна значительная зависимость сопротивления от температуры. Температурные коэффициенты сопротивления (ТКС) существующих магниторезисторов равны: для *InSb* — 1,2 %/°C; для *ZnAS* — 0,2 %/°C. Для эвтектического сплава (*InSb* с *WiSb*), легированного теллуром, ТКС может быть уменьшен до 0,02...0,05 %/°C. [4.14].

Магниторезисторы имеют заметную частотную зависимость, которая, в свою очередь, зависит от формы магниторезистора. В частности, для диска Корбино частотная зависимость практически не проявляется, а для магниторезисторов прямоугольной формы при изменении частоты от 0 до 10 МГц отношение R_B/R_0 уменьшается примерно на 7...10 %.

Важным параметром магниторезисторов является допустимое значение тока через магниторезистор ($I_{доп}$), которое ограничено допустимым перегревом прибора. В технической документации на магниторезисторы обычно задают допустимое значение тока через магниторезистор $I_{доп}$ при B = 0. Значение допустимого тока при любом B в пределах рабочего диапазона может быть определено по формуле

$$I_{доп}=I_{0доп}\sqrt{1/[1+\left(\frac{\Delta\rho}{\rho_0}\right)B]},$$

где $(\Delta\rho/\rho_0)_B$ — относительное изменение удельного сопротивления магниторезистора для данной индукции.

Таблица 4.3

Параметры некоторых магниторезисторов

Тип	Изготовитель	Материал	R_0 [Ом]	R_b/R_0 при $B = 1$ Тл	α, %/°С	P_{max} [Вт]
	СКБ ФТИ (АН Россия)	InSb	0,5...200	10...16	0,5...1,0	0,1
		InSb	0,5...200	2...3	0,08	0,1
MS-41	*Ohio* (Япония)	InSb	1	10	−0,6	0,25
		InSb	10	6...8	−0,16... ...−0,55	
M-15	*Siemens* (ФРГ)	NiSb	100	7...9	−0,12... ...−0,50	
M-10	То же	InSb	500	13...18	−1,8... ...−2,9	

4.3.3. Области применения и схемы включения магниторезисторов

Магниторезисторы, как и преобразователи Холла, могут непосредственно применяться для измерительного преобразования индукции магнитного поля в напряжение. Поскольку магниторезистор (МР) является пассивным преобразовательным элементом, то его необходимо включать в электрическую цепь, обеспечивающую протекание через него электрического тока. Наиболее часто магниторезисторы включают в мостовые цепи [4.3]. При этом питание мостовой схемы может осуществляться в режиме заданного тока, заданного напряжения или заданной мощности. От вида заданного режима работы мостовой схемы зависит характер ее функции преобразования, т. е. зависимость $U_{вых} = f(U_{вх}, R_{вх})$ и чувствительность схемы. При питании моста от источника напряжения и включении в одном из плеч МР (или двух МР в противоположных плечах) зависимость выходного тока (напряжения) от относительного приращения сопротивления ε_R является монотонно убывающей функцией, имеющей положительный знак первой и отрицательной — второй производной [4.3]. Поскольку зависимость ε_R от B аппроксимируется монотонно возрастающей функцией с положительной второй производной, возможна некоторая взаимная компенсация нелинейности общей функции преобразования индукции в выходное напряжение моста. Анализ чувствительности мостовой схемы при ее питании от источника тока показал, что по сравнению с датчиком Холла чувствительность мостовых схем с МР больше при полях с индукцией $B \geqslant 0,2$ Тл, поэтому для преобразования индукции сильных магнитных полей предпочтение следует отдать магниторезистору [4.3].

Однако в области слабых полей чувствительность МР (изменение его сопротивления при изменении индукции) резко падает. Квадратичная зависимость относительного изменения сопротивления от магнитной индукции обусловливает наличие в электрической цепи постоянной составляющей, пропорциональной квадрату действующего значения индукции. Эта особенность используется при создании схем сравнения индукций переменного и постоянного магнитного поля. Упрощенная структурная схема преобразователя переменной магнитной индукции в ток с уравновешивающим преобразованием изображена на рис. 4.8, где обозначены: I_0 — источник стабильного тока, питающего основной $R_{м1}$ и компенсационный $R_{м2}$ магниторезисторы; ФНЧ — фильтр нижних частот; ДУ — дифференциальный усилитель; ЭМ — электромагнит; ИТ — измеритель тока. Разность постоянной составляющей напряжения, пропорционального квадрату индукции $B_x(t)$, которое снимается с резистора $R_{м1}$, и постоянного напряжения, пропорционального B_0^2, снимаемого с $R_{м2}$, преобразуется в ток цепи обратной связи I_{0x}, который посредством электромагнита ЭМ возбуждает индукцию B_0. При равенстве $R_{м1} = R_{м2}$ значение тока I_{0x} пропорционально действующему значению индукции $B_x(t)$.

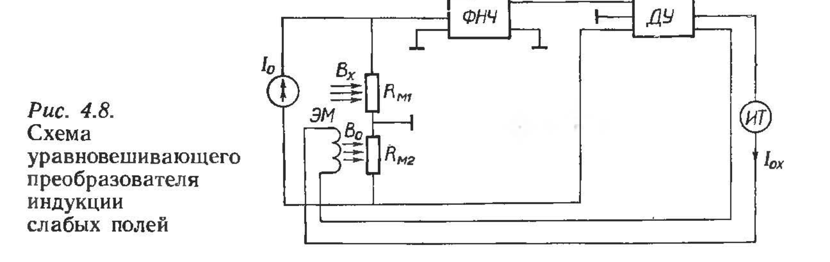


Рис. 4.8. Схема уравновешивающего преобразователя индукции слабых полей

Для повышения чувствительности в области слабых полей применяют вспомогательное поле подмагничивания. Однако при этом возникают искажения измеряемого поля вспомогательным.

Подобные схемы преобразования индукции переменных магнитных полей имеют приведенную погрешность 2,5 % при пределах изменения индукции 0,2...0,5 Тл и частотном диапазоне 40...20000 Гц [4.12].

При подмагничивании постоянным магнитным полем в слабых магнитных полях можно линеаризовать общую функ-

цию преобразования индукции в приращение магнитосопротивления, если использовать два магниторезистора, один из которых находится в магнитном поле с индукцией $(B_0 + B_x)$, а второй с индукцией $(B_0 - B_x)$. При преобразовании разности относительных приращений $\delta_{R\text{м}1}$ и $\delta_{R\text{м}2}$, получим [4.18]:

$$\delta_{R\text{м}1} - \delta_{R\text{м}2} = K_\text{м}(B_0 + B_x)^2 - K_\text{м}(B_0 - B_x)^2 = 4K_\text{м}B_0B_x,$$

где $K_\text{м}$ — магниторезистивная постоянная, которая должна быть одинаковой для обоих магниторезисторов.

Подобный принцип положен в основу реализации перемножающего устройства с погрешностью 0,2 % при частотном диапазоне входных сигналов до 10 кГц [4.19]. В работе [4.19] приведены результаты разработки магниторезистивного перемножителя, в котором использованы магниторезисторы *Micro-R* фирмы "*American Aerospase Controlls*" (США). Нелинейность перемножения не более 0,1 %, температурная погрешность 0,01 %/° С, частотный диапазон до 1 МГц. Перемножители на магниторезисторах имеют ряд преимуществ перед перемножителями на преобразователях Холла: 1) простота конструкции (только два электрода); 2) не требуют компенсации неэквипотенциальности (правда, зачастую необходимо создавать начальное магнитное поле); 3) имеют большую выходную мощность и т. п. В слабых магнитных полях (до 0,3...0,5 Тл) магниторезисторы могут служить основными элементами удвоителей частоты. Их можно использовать также для построения смесителей частот, модуляторов, анализаторов спектра, усилителей, генераторов, функциональных преобразователей и т. п. [4.6].

4.4. МАГНИТОДИОДЫ И МАГНИТОРЕЗИСТОРЫ

4.4.1 Принцип действия и материалы, используемые для изготовления магнитодиодов

Кроме описанных в [4.1] гальваномагнитных эффектов, существует ряд других эффектов, проявляющихся в воздействии магнитного поля на концентрацию носителей. К ним относятся магнитоконцентрационный эффект, фотомагнитный эффект и магнитодиодный эффект. Эти эффекты использованы для создания целого ряда датчиков. Так, полупроводниковые диоды, в которых наблюдается изменение вольтамперной характеристики под воздействием магнитного поля, получили название магнитодиодов.

В зависимости от соотношения длины базовой области d и длины диффузионного смещения носителей тока L, диоды можно разделить на диоды с тонкой базой ($d < L$) называемые «тонкими», и диоды с толстой базой ($d > L$) или «длинные» диоды.

Для создания магнитодиодов применяют диоды с толстой базой, в которых падение напряжения при пропускном направлении тока распределяется между p-n-переходом и сопротивлением базы диода

$$U_{пр} = U_{p-n} + U_{б}. \tag{4.19}$$

При высоких уровнях инжекции концентрации электронов и дырок практически одинаковы и э.д.с. Холла близка к нулю. Дырки, инжектированные из p-n-перехода, будут двигаться под некоторым углом к направлению внешнего электрического поля.

В «длинном» диоде при высоком уровне инжекции магнитное поле не только уменьшает подвижность, но и изменяет длину диффузионного смещения, удлиняет линии тока, т. е. увеличивает эффективную толщину базы, а также изменяет время жизни неосновных носителей. Все это приводит к уменьшению глубины проникновения инжектированных из p-n перехода носителей и вызывает увеличение сопротивления полупроводника в базовой области. В результате увеличения сопротивления базы прямое напряжение, приложенное к диоду с толстой базой, перераспределяется согласно (4.19): увеличивается $U_{б}$ и уменьшается напряжение, падающее на p-n-переходе. Вследствие этого резко уменьшается ток, проходящий через диод.

Таким образом, в «длинном» диоде первоначальное изменение неравновесной проводимости толщи полупроводника или параметров, ее определяющих (таких, как время жизни, подвижность и др.), «запускает» лавинный механизм изменения его тока, т. е. малое начальное уменьшение длины диффузионного смещения в магнитном поле приводит к очень сильному уменьшению прямого тока диода вследствие резкого снижения концентрации неравновесных носителей. Это и есть магнитодиодный эффект [4.20, 4.21]. Из этого следует, что при соответствующем выборе геометрических размеров и электрофизических свойств используемых полупроводниковых материалов «длинный» диод может быть использован в качестве магнитодиода.

По сравнению с описанными выше преобразователями Холла и магниторезисторами магнитодиоды обладают намного большей чувствительностью к магнитному полю.

В качестве иллюстрации работы магнитодиода (действия

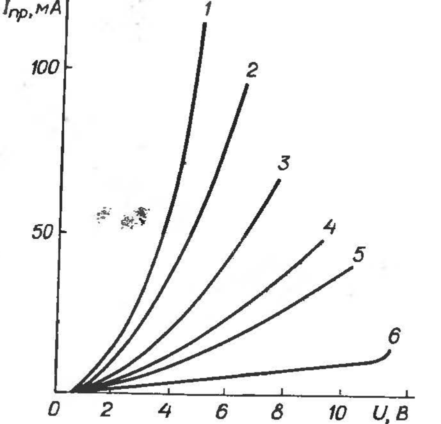


Рис. 4.9.
Прямые ветвн вольт-амперных характеристик германиевого диода
1 — $B = 0$ Тл;
2 — $B = 0,2$ Тл;
3 — $B = 0,3$ Тл;
4 — $B = 0,4$ Тл;
5 — $B = 0,7$ Тл;
6 — $B = 0,8$ Тл

магнитного поля на вольт-амперную характеристику «длинного» диода) на рис. 4.9 приведены прямые ветви вольт-амперных характеристик германиевого магнитодиода в магнитных полях с различной магнитной индукцией.

В настоящее время магнитодиоды производят из германия, кремния, сурьмянистого индия, арсенида галлия и индия, из твердых растворов $HgTe - CdTe$ и других соединений. Антимонид индия в качестве материала магнитодиода может использоваться только при пониженных температурах. Германиевые магнитодиоды в настоящее время получили наибольшее применение, но параметры этих приборов недостаточно хороши, в частности, они удовлетворительно работают только при температурах, близких к комнатной. Кремниевые магнитодиоды могут работать не только при комнатной температуре, но и при повышенных 80...100 °С температурах.

Наиболее перспективным материалом для создания магнитодиодов в настоящее время является арсенид галлия. На основе арсенида галлия можно создавать магнитодиоды с хорошими параметрами и с рабочей температурой выше 100 °С. Однако трудности в получении качественных монокристаллов тормозят широкое внедрение этого материала в производство магнитодиодов.

4.4.2 Параметры магнитодиодов

Для оценки чувствительности магнитодиодов к магнитному полю используют несколько параметров. По аналогии с датчиками Холла вводится магниточувствительность Sb, ко-

торая представляет собой изменение напряжения на магнитодиоде при изменении индукции магнитного поля на единицу индукции при постоянной плотности тока. Вводится также параметр, называемый относительной магниточувствительностью $S_{\text{отн}} = 10^3 \frac{S_b}{I}$.

Промышленностью серийно выпускаются магнитодиоды типов КД301 (А...Ж), КД303(А...Ж), КД304 А(Ж). Рабочие напряжения диодов КД301 приведены в табл. 4.4.

4.4.3. Конструкции магнитодиодов

Известные в настоящее время магнитодиоды классифицируют по параметрам, конструктивным особенностям, виду вольт-амперных характеристик и т. п. Так, имеются «торцевые» и планарные магнитодиоды, маломощные и мощные, однобазовые и двухбазовые, с дополнительной зоной поверхностной рекомбинации, магнитодиоды с отрицательным дифференциальным сопротивлением и др.

Таблица 4.4.

Параметры магнитодиодов

Параметр	Тип магнитодиода					
	КД301А	КД301Б	КД301В	КД301Г	КД301Д	КД301Е
Рабочее напряжение, В	6,0... ...7,4	7,5... ...8,9	9,0... ...11,9	10,5... ...13,4	12,0... ...13,4	13,5... ...15

Кроме параметра, приведенного в таблице 4.4, магнитодиоды КД301 имеют другие параметры: относительная магниточувствительность больше 10^4 В/А Тл; рабочая частота — до 5 кГц; рабочий интервал температур — 60...85 °С; максимально допустимая мощность 200 мВт при рабочих температурах ниже 25 °С и 100 мВт при рабочих температурах до 85 °С; максимально допустимое обратное напряжение 100 В; максимально допустимый импульсный ток (длительность импульса 6 мкс) — 40 мА при рабочих температурах до 25 °С и 20 мА при рабочих температурах до 85 °С.

Маломощные магнитодиоды рассчитаны на рассеиваемую мощность 50...100 мВт. Они изготавливаются из германия с удельным сопротивлением 0,4...0,6 Ом. На рис. 4.10 приведено схематическое изображение таких магнитодиодов. Размеры даны в миллиметрах.

Конструктивное оформление магнитодиодов очень разнообразно. Описаны магнитодиоды с малой площадью *p-n*-пе-

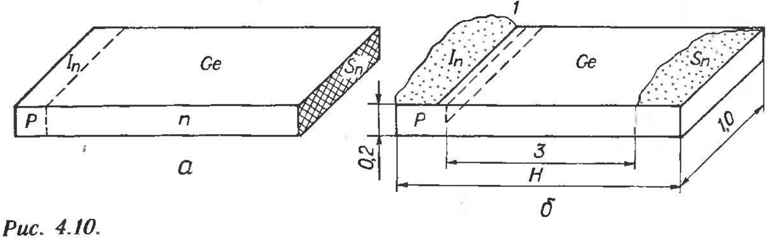


Рис. 4.10.
Германиевые маломощные диоды
***а* — торцевой, *б* — планарной конструкции**

рехода, со сплошным *p-n*-переходом, секционированные магнитодиоды и т. п. [4.21].

Для увеличения магниточувствительности используют магнитодиоды с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Были созданы как двухэлектродные, так и многоэлектродные приборы: *S*-магнитодиоды с *N* — *S*-характеристикой, двухбазовые магнитодиоды и некоторые другие. Например, у *S*-магнитодиодов чувствительность достигает 1000 В/Тл, т. е. почти на два порядка выше, чем у обычных германиевых магнитодиодов.

4.4.4. Применение и схемы включения магнитодиодов

Высокая магниточувствительность магнитодиодов открыла перед гальваномагнитными приборами новые области применения — в различных ключевых схемах, в переключателях и других устройствах, где нет необходимости обеспечения существенной линейности и стабильности зависимости величины, характеризующей проявление эффекта от магнитного поля, но важно значение характеризующей его величины. Большая чувствительность дает возможность использовать магнитодиоды в различных устройствах без дополнительных усилителей. Магнитодиоды сами могут работать в качестве усилителей с полностью электрически разделенными входом и выходом, в качестве бесконтактных измерителей электрических токов и т. п.

Использование магнитодиодов в коммутационных устройствах выгодно тем, что в них не возникают электрические разряды, а поэтому они взрывобезопасны и могут использоваться в газовой, нефтяной, химической промышленности. В коммутационных схемах магнитодиоды удобно использовать вместе с другими полупроводниковыми элементами, имеющими малые сопротивления в открытом состоянии (например, тиристорами). В таких схемах легко достигаются отношения сопротивления закрытого прибора к сопротивлению

открытого более 10^5. Одновременно оказывается возможным создание переключателей больших электрических мощностей, ограничение на которые накладываются в этом случае только предельными значениями напряжений и токов тиристора.

Перечислим некоторые из областей использования магнитодиодов:

— использование магнитодиодов в качестве датчиков пространственного положения, перемещения, датчиков частоты и амплитуды колебаний, счетчиков числа оборотов;

— измерение с помощью магнитодиодов магнитных полей, исследование конфигурации и однородности магнитных полей;

— бесконтактный способ измерения токов по созданному этими токами магнитному полю;

— использование в различных типах генераторов электрических колебаний (генераторы синусоидальных колебаний, релаксационные генераторы шумовых колебаний);

— использование в качестве регулируемых бесконтактным способом (магнитным полем) сопротивлений;

— схемы перемножения и деления, сигналов, схемы удвоения частоты.

4.4.5. Магнитотранзисторы

Идея использования транзисторов в качестве преобразователей, характеристики которых чувствительны к магнитному потоку реализована в последние годы [4.21]. Поскольку обычный биполярный транзистор состоит из двух *p-n* переходов, один из которых в нормальном включении открыт (эмиттерный), а другой (коллекторный) закрыт и ток через последний создается носителями, инжектированными из эмиттера, то незначительные изменения коэффициента усиления по току эмиттера в «тонких» транзисторах могут вызвать очень большие изменения тока. Поэтому на основе транзисторов можно создавать такие же преобразователи, основанные на управлении длиной диффузионного смещения, как и на «длинных» диодах. Аналогом сопротивления базы в «длинных» диодах в магнитотранзисторах является сопротивление, коллекторного *p-n* перехода, включенного в обратном направлении. Также возможно создание транзисторов (как «тонких», так и «длинных»), параметры которых чувствительны к магнитному полю. Созданы и исследованы экспериментальные образцы не только магниторезисторов на биполярных структурах, но и двухколлекторные магнитотранзисторы,

однопереходные магнитотранзисторы, полевые гальваномагниторекомбинационные магнитотранзисторы и магнитотиристоры [4.21], которые могут применяться в различного типа преобразователях перемещений, параметров магнитных полей и других величин.

Список литературы к гл. 4:

4.1. **Стильбанс Л. С. Гальваномагнитные явления.** Полупроводникн в науке и технике.— М.:Изд-во АН СССР, 1957.— Т.1.— 133 с.

4.2. **Кучис Е. В. Методы нсследовання эффекта Холла.** — М.: Сов. радио, 1974.— 328 с.

4.3. **Котенко Г. И. Магннторезнсторы.**— Л.: Энергия, 1972.—80 с.

4.4. **Кобус А., Тушинский Я. Датчики Холла и магниторезисторы.**— М.: Энергия, 1971.— 352 с.

4.5. **Гальваномагнитные преобразователи в измерительной технике** /В. В. Брайко, И. П. Гринберг, Д. В. Ковальчук, С. Г. Таранов; Под ред. С. Г. Таранова.— М.: Энергоатомиздат, 1984.— 360 с.

4.6. **Хомерики О. К. Гальваномагнитные элементы и устройства автоматики и вычислительной технн кн.**— М.: Энергия, 1975.— 175 с.

4.7. **Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые прнборы.**— М.: Высшая шк., 1973.— 366 с.

4.8. **Котенко Г. И. Гальваномагнитные преобразователи и их применение.**— Л.: Энергоиздат, 1982.— 104 с.

4.9. **Полищук Е. С. Измерительные преобразователи.**— Киев: Вища шк., 1981.— 296 с.

4.10. **Вайсс Г. Физика гальваномагнитных полупроводниковых приборов и их применение.**— М.: Энергия, 1974.— 384 с.

4.11. **Панчишин Ю. М., Усатенко С. Т. Измерение переменных магнитных полей.**— Киев: Тэхника, 1973.— 140 с.

4.12. **Гринберг И. П., Шуляковский Е. А. Измерители индукции переменных магнитных полей.**— Киев: Тэхника, 1982.— 168 с.

4.13. **Средства измерений параметров магнитного поля** /Афанасьев Ю. В, Студенцов Н. В., Хорев В. Н. и др.— М.: Энергия, 1979.

4.14. **Разин Г. И., Щелкин А. П. Бесконтактное измереиие электрических токов.**— М.: Атомиздат, 1974.— 160 с.

4.15. Lőfgren L. Analog Multiplier Based on the Hall Effect // Iournal of Applied Fhysics; 10.— 1958.— № 2. P. 158...165.

4.16. **Чайковський О. І. Структурні методи підвищення точності аналогових помножувальних пристроїв** // Автоматика. 1977. № 2. С. 17—23.

4.17. **Викулин И. М., Стафеев В. И. Полупроводниковые датчики.**— М.: Сов. радио, 1975.— 103 с.
4.18. Sun S. F. Teory and applications of a three dimensional multiplien by means of magnetoresistanse // Solid — *State Electronic*. V. 7. 1964. № 5. P. 363...371.
4.19. Striker S. Eves R. K. Rogowski Z. Magnetoresistance multiplier for the accurate measurement on power in the audio freqency range // *IEEE Trans. Instrum. and Meas.* 1971. V. 20. № 4. P. 301...307
4.20. **Стафеев В. И., Каракушан Э. И. Магнитодноды.**— М.: Наука, 1975.— 216 с.
4.21. **Игназарян Г. А., Стафеев В. И. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение.**— М.: Радио и связь, 1987.— 88 с.

Глава 5

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

5.1. ОСНОВНЫЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ

Термоэлектрическими явлениями принято называть эффекты возникновения в проводящих средах электродвижущих сил и электрических токов под воздействием тепловых потоков, а также эффекты возникновения теплот, дополнительных к джоулевому теплу, при протекании электрического тока [5.1].

Среди известных 12-ти термоэлектрических явлений в измерительной технике широко применяется эффект Зеебека, заключающийся в том, что в замкнутом контуре (рис. 5.1), состоящем из двух разнородных проводников, возникает термо-э.д.с. E_t, пропорциональная разности температур спаев. Дифференциальная или удельная термо-э.д.с., называемая относительным коэффициентом термо-э.д.с. или коэффициентом Зеебека, возникает вследствие различных свойств неодинаковых металлов в зависимости от температурного градиента

$$\alpha = \frac{\Delta E_t}{\Delta t}. \qquad (5.1)$$

Она зависит от многих факторов, в первую очередь от температуры t [5.2, 5.3]. Создание цепей, состоящих из различных

проводников позволяет экспериментально определить относительную термо-э.д.с. проводника А относительно проводника В

$$\alpha_{AB} = \alpha_A - \alpha_B = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\Delta E_{t_A} - \Delta E_{t_B}}{\Delta t}. \tag{5.2}$$

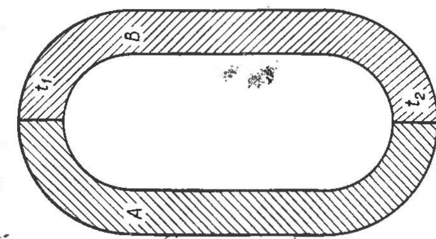


Рис. 5.1. Термоэлектрическая цепь нз двух материалов

Иногда удобно пользоваться понятием абсолютного коэффициента термо-э.д.с. проводника, значение которого можно определить в паре с так называемыми абсолютным термоэлектродом, не обладающим термоэлектрическим эффектом. Известно, что таким абсолютным термоэлектродом может быть любой сверхпроводник.

Однако, поскольку температурный диапазон существования сверхпроводимости узок по сравнению с диапазоном применения термоэлектрических преобразователей, значения абсолютных удельных коэффициентов термо-э.д.с. определяют косвенно по измеренным значениям величин, через которые проявляются эффекты Пельтье или Томсона. Эффект Пельтье состоит в том, что в месте контакта проводников А и В выделяется или поглощается количество теплоты Q_π, пропорциональное значению протекающего тока I, то есть

$$Q_\pi = \pi_{AB} \cdot I, \tag{5.3}$$

где π_{AB} — коэффициент Пельтье.

Обратимое выделение или поглощение теплоты Пельтье не зависит от природы контакта, а зависит лишь от свойств каждого из компонентов пары проводников, т. е. от абсолютных коэффициентов Пельтье каждого из них. В температурных измерениях это явление может играть существенную роль только при достаточно больших значениях удельных плотностей электрических токов в измерительных цепях, что обычно не имеет места на практике.

Эффект Томсона заключается в выделении (или поглощении) теплоты Q_τ в проводнике с током при наличии продольного градиента температур. Применительно к проводникам, образующим термоэлектрическую цепь, допустимо

одномерное представление температурных или электрических полей. В этом случае уравнение Томсона может быть записано в следующем виде

$$Q_\tau = \tau \cdot I \cdot \triangle t, \tag{5.4}$$

где τ — коэффициент Томсона.

Между тремя описанными термоэлектрическими явлениями установлены соотношения Томсона (Кельвина):

$$\tau = t\frac{d\alpha}{\alpha t}. \tag{5.5}$$

$$\pi = t \cdot \alpha. \tag{5.6}$$

В отличие от двух других явление Томсона по своей природе абсолютно, что открывает возможность по измеренным значениям коэффициента Томсона найти абсолютные значения коэффициентов Пельтье и Зеебека. Последний получается интегрированием уравнения (5.5)

$$\alpha(t) = \int_0^t \frac{\tau(t)}{t} dt.$$

Наличие информации о значении абсолютного коэффициента термо-э.д.с. хотя бы для одного материала открывает возможность привязки результатов измерений температуры с использованием других материалов к их абсолютным значениям относительно этого материала. В качестве такого эталонного материала при определении низких температур применяется свинец.

При средних и высоких температурах в качестве эталонного материала часто используется платина. В практике температурных измерений платина имеет широкое применение благодаря ряду положительных свойств, связанных с возможностью получения и сохранения высокой степени чистоты материала. В связи с этим термоэлектрические характеристики многих металлов и сплавов были исследованы относительно платины. Значения термо-э.д.с. для материалов, применяемых для температурных измерений, приведены в паре с платиной в табл. 5.1, 5.4. Эти термо-э.д.с. определены при температуре рабочего спая $t_1 = 100$ °C и температуре свободных концов термопары $t_0 = 0$ °C.

Приведенные в табл. 5.1 данные позволяют определить термо-э.д.с., термоэлектрического преобразователя, составленного из любой пары термоелектродов, как алгебраическую разность значений термо-э.д.с., развиваемых соответствующими термоэлектродными материалами в паре с платиной.

Таблица 5.1

Термо-э.д.с. некоторых материалов в паре с платиной

Материал	Термо-э.д.с. мВ	Материал	Термо-э.д.с. мВ
Кремний	+44,4	Ртуть	0,00
Хромель	+ 2,4	Палладий	−0,57
Нихром	+ 2,2	Цинк	−0,75
Железо	+ 1,88	Никель	−1,2...−1,9
Вольфрам	+ 0,8	Алюмель	−1,7
Медь	+ 0,76	Константан	−3,4
Золото	+ 0,75	Копель	−4,5
Платинородий (10 % родия)	+ 0,64	Висмут	−5,2...−7,7
Графит	+ 0,32	Молибденит	−69...−104
Серебро	+ 0,72		

Поскольку зависимость термо-э.д.с. от температуры в широком диапазоне температур, как правило, нелинейна, то данные табл. 5.1 не распространяются на высокие температуры [5.4].

В термометрии руководствуются следующими тремя эмпирически установленными правилами.

1. Правило Магнуса — термо-э.д.с., возникающая в замкнутой цепи, образованной парой однородных, изотропных проводников зависит только от значения температуры спаев и не зависит от распределения температуры по длине проводников.

2. Правило аддитивности термо-э.д.с. по температуре. Если имеется возрастающая последовательность температур изотермических пространств $t_1 > t_2 > t_3$, то при измерении парой термоэлектродов А—В справедливо следующее правило аддитивности:

$$E_{AB}(t_3, t_2) + E_{AB}(t_2, t_1) = E_{AB}(t_3, t_1). \qquad (5.7)$$

3. Правило аддитивности термо-э.д.с. по материалам. Если для измерения разности температур $t_1 - t_2$ имеются термоэлектрические материалы А, В и С, то справедливы следующие соотношения:

$$E_{AB}(t_1, t_2) + E_{BC}(t_1, t_2) = E_{AC}(t_1, t_2); \qquad (5.8)$$

$$E_{AB} = -E_{BA}, \; E_{AC} = -E_{CA}$$

и т. д.

Из последних двух правил следует общее правило конструирования термоэлектрических измерительных цепей, а именно: неоднородность проводника допустима только в изотермической области и наоборот — неизотермичность допустима только в однородном проводнике. Недопустимо сочета-

ние неоднородности и неизотермичности. Руководствуясь этим правилом при введении в цепь термопары приборы для измерения э.д.с., необходимо обеспечить изотермичность его входных цепей.

5.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Измерение разности температур спаев термоэлектрической цепи (рис. 5.1) можно выполнить с помощью милливольтметра, который включается либо в разрыв одного из проводников (А или В), либо между концами проводников А и В. Помещая один спай, называемый рабочим, в среду, температура t_1 которой подлежит измерению, а температуру свободных спаев концов термопары поддерживая постоянной и равной t_0, в соответствии с (5.2) и (5.8)

$$E_т = \alpha_{AB} t_1 + \alpha_{BA} t_0 = \alpha_{AB}(t_1 - t_0) = f(t_1),$$

где α_{AB} — относительный коэффициент термо-э.д.с. материала А по отношению к материалу В.

В промышленности, как правило, измерения температуры t_1 производятся относительно температуры свободных концов t_0, с учетом влияния изменения их температуры на результат измерения.

5.3. МАТЕРИАЛЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ТЕРМОПАР

Материалы для термопар характеризуются термоэлектрической добротностью

$$Z = \frac{\alpha^2}{\rho \varkappa},$$

где α — относительный коэффициент термо-э.д.с. материала;

ρ — удельное сопротивление;

$\varkappa$ — коэффициент теплопроводности материала, который в случае металлов и металлических сплавов может быть рассчитан по формуле [5.5]

$$\varkappa = 2{,}45 \cdot 10^{-8} \delta t,$$

где δ — электропроводность.

Для изготовления термопар более предпочтительными являются материалы с большой добротностью, в значительной степени определяемой значением α. Чем больше коэффициент α, тем больше термо-э.д.с. материала, развиваемая

в паре с эталонным материалом (см. табл. 5.1), что дает возможность повысить чувствительность термопар на основе этих материалов.

Термоэлектрические материалы должны обладать как можно большей удельной мощностью, определяемой произведением $\alpha^2\delta$.

Свойства некоторых металлических термоэлектрических сплавов приведены в табл. 5.2 [5.6].

Таблица 5.2

Свойства металлических термоэлектрических материалов

Параметр	Константан	Копель	Хромель	Алюмель
Температура плавления, °C	1260	1255	1435	1430...1450
Плотность, кг/м^3	890	890	870	850
Теплопроводность при 0 °C, $\frac{Вт}{м \cdot °C}$	$14{,}4 \cdot 10^{-6}$	$14{,}8 \cdot 10^{-6}$	$12{,}8 \cdot 10^{-6}$	$13{,}7 \cdot 10^{-6}$
Температурный коэффициент электрического сопротивления при t от 20 до 100 °C, $\frac{1}{°C}$	$2{,}0 \cdot 10^{-5}$	—0,00014	0,00048	0,00270... ...0,00044

Материалы электродов должны обеспечивать как можно большую чувствительность термоэлектрических преобразователей, воспроизводимость и стабильность их характеристик при изготовлении и эксплуатации, линейность функции преобразования в широком диапазоне преобразуемых температур, незначительное электрическое сопротивление, а также механическую прочность, коррозионную стойкость и технологичность при изготовлении.

Электроды термоэлектрических преобразователей изготавливают, как правило, в виде проволоки с круглым сечением. Диаметр термоэлектродной проволоки для термопар выбирают обычно не слишком большим с целью уменьшения погрешности, вследствие теплоотвода по электроду, а также для уменьшения времени преобразования. Для термопар из неблагородных материалов обычно используют проволоку диаметром от 0,3 до 3 мм; для термопар из благородных материалов — диаметром 0,35 и 0,5 мм. В особых случаях, например при измерении температуры жидкой стали, используют проволоку диаметром до 0,08 мм [5.5].

5.4. КОНСТРУКЦИИ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Термопары, применяемые для преобразования температуры в э.д.с., соответствующим образом конструктивно оформленные и обладающие комплексом нормированных метроло-

гических характеристик называют **термоэлектрическими преобразователями** (ТП).

В зависимости от диапазона преобразуемых температур их подразделяют на низкотемпературные (до 300 °C) [5.7], среднетемпературные (до 1600 °C) и высокотемпературные (свыше 1800 °C) [5.8, 5.9], а в зависимости от назначения — на погружаемые и поверхностные [5.10]. Конструкции термоэлектрических преобразователей зависят как от назначения, так и от диапазона преобразования.

Погружаемые ТП используются для измерения температуры в газообразных и жидких неагрессивных и агрессивных средах. В качестве примера конструктивного исполнения погружаемых ТП рассмотрим конструкции ТП из сплавов металлов. На рис. 5.2 приведен внешний вид погружаемых ТП, выполненных из сплавов неблагородных металлов.

На рис. 5.2 обозначены: *1* — устройство ввода соединительных проводов; *2* — крышка; *3* — корпус головки; *4* — защитная арматура. Такие ТП выполнены из хромель-алюмелевой или хромель-копелевой проводки с керамическими изоляторами между термоэлектродами и защитной арматурой. Для обеспечения виброустойчивости термоэлемент засыпают безводной окисью алюминия и герметизируют эпоксидным компаундом.

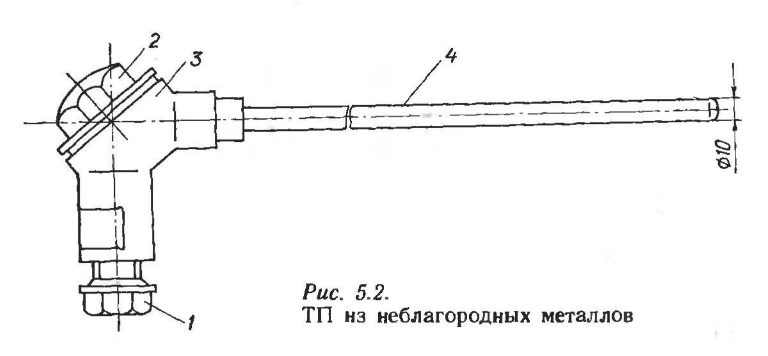


Рис. 5.2.
ТП из неблагородных металлов

Свободные концы ТП подсоединены к контактным зажимам головки, а рабочий конец ТП изолируется от защитной арматуры керамическим наконечником [5.10].

Для измерения температур выше 900 °C применяют платинородий — платиновые (ТПП) и платинородий — платинородиевые (ТПР) термопреобразователи. В качестве примера на рис. 5.3 в размере показана конструкция ТП, где *1* — крышка; *2* — корпус; *3* — защитная арматура; *4* — корундовый наконечник; *5* — рабочий спай ТП; *6* — сальниковый ввод. Термоэлектроды этих ТП изолированы друг от

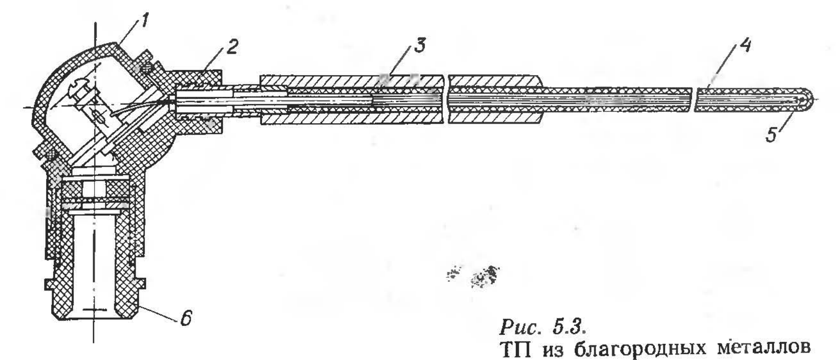


Рис. 5.3.
ТП из благородных металлов

друга керамическими изоляторами и помещены в защитную арматуру, состоящую из огнеупорного корундового чехла, закрепленного посредством огнеупорной замазки в стальной трубе.

Для измерения температуры поверхностей применяют переносные и стационарные поверхностные ТП. Их термоэлектроды, как правило, выполненные в виде ленты, изготавливают из меди, железа, копеля и константана.

Для измерения температуры вращающихся поверхностей применяют ТП типов ДТВ-074, ТХК-2175. В частности, термоэлектрический преобразователь ТХК-2175 предназначен для стационарного измерения температуры поверхностей валков около 100 мм в диапазоне 30...300 °С с основной погрешностью, не превышающей ± 3 °С, а преобразователь ДТВ-074 для измерения температуры поверхности рабочих валков станов холодной прокатки диаметром более 400 мм в диапазоне 30...150 °С.

Для измерения температур поверхностей неподвижных тел используют пятачковые, штыковые и лучковые ТП [5.10].

5.5. ТИПЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СЕРИЙНО ВЫПУСКАЕМЫХ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Основные типы погружаемых ТП, которые серийно выпускаются, а также термопар из сплавов благородных (платинородий — платиновых гр. ПП, платинородий — платинородий гр. ПР) и неблагородных (вольфрам — рений гр. ВР, хромель — копель гр. ХК и хромель — алюмель гр. ХА) металлов приведены в [5.8, 5.10]. Некоторые типы серийно выпускаемых ТП и их характеристики приведены в табл. 5.3.

Погрешности термоэлектрических преобразователей нормируются в зависимости от диапазона преобразуемых температур ГОСТ 6616—74, ГОСТ 3044—84 (табл. 5.4).

Номинальные функции преобразования термопар, т. е. зависимости термо-э.д.с. от температуры рабочего спая при $t_0 = 0$, называемые согласно ГОСТ 13417—76 номинальными статическими характеристиками, различных термопар, в том числе нестандартных, приведены в [5.1, 5.8, 5.10]. Статическая характеристика термопар изменяется за время эксплуатации и зависит от условий эксплуатации. Значение отклонений зависит не только от времени эксплуатации, но и от температуры, при которой эксплуатировались ТП.

Основные характеристики некоторых, выпускаемых серийно, поверхностных термопреобразователей приведены в табл. 5.5.

Таблица 5.3

Некоторые типы серийно выпускаемых термоэлектрических преобразователей

Тип ТП	Назначение	Условное обозначение статической характеристики	Пределы измерения, °С	Показатель тепловой инерции (не более), с	Масса, кг	Класс допуска или предел основной допускаемой погрешности, °С
ТПП-761-01	Для длительного измерения температуры продуктов згорания газообразного или жидкого топлива на входе турбины	ПП (*R*)	0...+1300	50	3,5	—
ТВР-0687	Измерение температуры в водородных электропечах в условиях сухого и увлажненного воздуха при давлении	ВР(А)-1	0...+2250	8; 30; 50	0,8	2
		ВР(А)-2	0...+1800		0,8	
ТВР-301-01	Многоразовое кратковременное измерение температуры расплавленного чугуна	ВР(А)	1200...1550	2	1,0	от ±6 до 10 °С в зависимости от мо-

	в ковшах литейного производства					дифи-кации
ТХК-0479	Для измерения температуры в камере смещения резиносмесителя	*L*	−50...+200	8	—	—
ТХК-0579	Измерение температуры в реакторах установок каталитического реформинга и гидроочистки нефтепродуктов	*L*	−50...+520	—	от 3,1 до 9,5	—
ТХК-1087	Измереиие температуры азотоводородной смеси и газов после сгорания природного газа и др.	*L*	0...+600 0...+300	8;20;25	—	—
ТХК-2076	Для измерения температуры теплоносителя бетонной защиты и металлоконструкции реактора	*L*	−50...+400	0,3; 0,8; 1,0; 3,0	—	—
ТХК-2077	Для непрерывного измерения температуры теплоносителя, бетонной защиты и металлоконструкции реактора	*L*	−50...+400	0.3; 1,0	—	—
ТХА-1007	Для измерения температуры фундамента доменной печи	ХА(К)	0...600	40	2,2	+4,8
ТХА-1073	Для измерения температуры во	ХА	−50...+600	5,0	9,6	±4,8

	взрывоопасных установках химической и нефтяной промышленностей					
ТХА-1085	Для измерения температуры продуктов сгорания природного газа	*K DIN IEC* 584	0...+600	0,35	—	—
ТХА-1172П	Для измерения температуры выхлопных газов, воды и парогаза	*K DIN IEC* 584	0...+600 0...+700 0...+800	2; 5; 50	—	—
ТХА-1379	Для измерений температуры графитовой кладки и стальных защитных или треакторов типа РМБК	ХА(К)	0...+800	3,0	±6,0	
ТХА-1449	Для измерения температуры металла и графита	*K DIN IEC* 584	0...+500 0...+800 0...+800 0...+1000 (кратковременно)	5,0; 60	—	—

Таблица 5.4

Основные характеристики некоторых термопар ТП 2-го класса допуска

Условное обозначение статической характеристики	Материалы термоэлектродов	Пределы преобразования, °С			Предел абсолютной погрешности термоэлектрических преобразователей, °С	
		При длительном измерении		Кратковременно		
		от	до			
ПП(*S*)	Платинородий (10 % родия) — платина	0	1300	1700	±1,5 до 600 °С	0,025 *t* свыше 600 °С до 1700 °С
ПР (В) 2-й класс допуска	Платинородий (30 % родия) — платинородий (6 % родия)	300	1600	1800	0,0025 *t* от 600 °С до 1800 °С	

ХА(К)	Хромель-алюмель	—200	100	1300	±2,5 от —40 °С до 333,4 °С	0,075 t свыше 333,4 °С до 1350 °С
ХК (L)	Хромель-копель	—200	700	900	±2,5 от —40 °С до 300 °С	0,7+0,006 t свыше 300 °С до 800 °С
ВР (А)-1	Вольфрамрений (5 % рения) — Вольфрамрений (20 % рения)	10000	2500	2550	0,005 t	

Особенности, современное состояние и перспективы применения металлических термоэлектрических преобразователей для измерения низких (в том числе — криогенных) температур исчерпывающе описаны в работах [5.7, 5.11, 5.12], а характеристика современного состояния и перспектив развития высокотемпературных термоэлектрических преобразователей даны в работах [5.9, 5.13]. Анализ погрешностей преобразования температуры в различных условиях применения ТП (поверхностей твердых тел, жидкостей, газов и тепловых потоков) приведен в работе [5.14.].

Таблица 5.5

Некоторые типы, серийно выпускаемых поверхностных термоэлектрических преобразователей

Тип ПП	Назначение	Условное обозначение статической характеристики	Пределы измерения, °С	Показатель тепловой инерции (не более) с	Класс допуска (погрешность, °С)
ТХК-0487	Для измерения температуры поверхностей валков	ХК	—30... +350	20	—
ТХК-2175	То же	ХК	+30... +300	20	±3

Промышленностью выпускаются также датчики температуры, содержащие в одном корпусе, кроме термоэлектрического преобразователя (например, хромель-алюмелевой или платино-платинородиевой термопары), усилитель, компенсатор температуры свободных концов термопары, аналого-цифровой преобразователь, оптронное устройство гальванического разделения, устройство линеаризации и преобразователь цифрового кода и токовый выходной сигнал 0...5 мА или 4...20 мА (табл. 5.6)

Таблица 5.6

Преобразователи температуры в унифицированный сигнал с термоэлектрическими преобразователями

Тип преобразователя	Диапазон преобразуемых температур, °С	Предел основной допускаемой приведенной погрешности %	Показатель тепловой инерции, с	Примечание
ТХАУ-0383	−50...+300	2,0	20; 40; 40	Диапазон преобразования и предел основной допускаемой погрешности зависит от порядкового номера исполнения
	−50...+600	1,5	То же	
	−50...+800	1,5	—»—	
	−50...+1000	1,5		
ТППУ-0483	+600...+1000	1,0	—»—	
	+600...+1300	1,0	—»—	

5.6. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ И ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОСРЕДСТВОМ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Простейшая измерительная цепь, включающая термопреобразователь, содержит, кроме него, соединительные провода и измеритель э.д.с. (в простейшем случае милливольтметр постоянного тока). Основными источниками погрешности измерения температуры подобным устройством являются отличие от номинальных значений параметров самого преобразователя, соединительных цепей, измерителей электрических величин (т. е. напряжения на выходе линии связи), а также погрешности метода.

Рассмотрим эти составляющие погрешности:

1. Погрешность ТП обусловлена начальным отклонением действительной функции преобразования от номинальной (называемой номинальной статической характеристикой) и изменением действительной функции преобразования во время эксплуатации. Первая составляющая обычно оценивается пределом допускаемой погрешности, который нормируется по-разному в зависимости от диапазона преобразования температуры. Из табл. 5.4 видно, что при температуре ниже 600 °С пределы основной допускаемой погрешности термопреобразователей ПП, а также до 333,4 °С и 300 °С для ТП градуировки ХА и ХК соответственно записываются в виде аддитивной составляющей, а при температурах свыше этих значений предел допускаемой абсолютной погрешности содержит только мультипликативную составляющую для градуировок ПП и ХА. Для ТП типа ПР и ВР(А) предел допускаемой погрешности нормируется в виде муль-

типликативной погрешности, а для ХК свыше 300 °С — в виде аддитивной и мультипликативной. Предел допускаемой погрешности устанавливается для каждого определенного типа термопреобразователей и может быть уменьшен при индивидуальной градуировке ТП. Потребитель в этом случае должен пользоваться индивидуальной номинальной статической характеристикой. Очень важной метрологической характеристикой, определяющей достоверность результатов измерения температуры, является отклонение статической характеристики от начальной за время эксплуатации, которое в несколько раз превышает предел допускаемой погрешности. Так, при эксплуатации термопреобразователей гр. ПП за 2000 ч при температуре 1000 °С относительная погрешность от изменения термо-э.д.с. во времени составляет приблизительно 0,7 %, в то время как предел относительной допускаемой погрешности при этом же значении температуры составляет около 0,3 %. Для термопреобразователей типа ХА при $t = 600$ °С погрешность от изменения градуировочной характеристики за 10000 ч возрастает до 3,5 % по сравнению с начальным значением около 0,9 %. Поэтому очень важно знать закон изменения градуировочной характеристики во времени, что дает возможность вводить поправки на результат измерения в зависимости от времени эксплуатации и таким образом повысить точность измерения температуры. Некоторые методы и средства повышения точности температуры путем учета нестабильности функции преобразования при эксплуатации последних, если закон изменения линейный, описаны в работе [5.16]. При корректировке результата необходимо располагать информацией о нестабильности статической характеристики во времени при нормальных условиях эксплуатации, а также о ее изменении в зависимости от условий эксплуатации [5.8, 5.15].

2. Погрешность от соединительных проводов имеет несколько составляющих. Первая из них обусловлена сопротивлениями соединительных проводов и их изменением во времени. Эта составляющая погрешности учитывается лишь в случае применения низкоомных милливольтметров. В отечественных термоэлектрических преобразователях при их градуировке учитывается сопротивление внешней относительно милливольтметра цепи, равное 5 Ом [5.4]. Регулировка сопротивления этой цепи осуществляется посредством добавочного резистора из манганина непосредственно при монтаже прибора [5.5]. При использовании электронных промежуточных преобразователей (усилителей или электронных милливольтметров) с большим (более 100 кОм) входным сопротивлением этой погрешностью можно пренебречь.

Необходимо обеспечить строгое равенство температур свободных концов термопары, а также ее стабилизацию для получения однозначной зависимости $E_т = f(t_1)$. Измеренное значение t только тогда соответствует значению t_1, если температура свободного конца t_0 равна опорной (чаще всего 0 °С) или колеблется вокруг нее в допустимых пределах. В противном случае возникает погрешность преобразования.

При отклонении температуры свободных концов от t_0 на значение $\triangle t_0$ измеренное значение термо-э.д.с. $E_т^1$ должно быть скорректировано на $\triangle E_т$. В начале градуировочной характеристики термо-э.д.с. для большинства термопар изменяется практически линейно в зависимости от $\triangle t_0$ поэтому

$$\triangle E_t = K \triangle t_0$$

$$E_t = E_t^1 + \triangle E_t.$$

Поскольку функция преобразования ТП $E_t = f(t)$ нелинейна, то приращение температуры при одинаковых значениях $\triangle E_t$ неодинаково в различных точках функции $E_t = f(t)$ и t_x можно определить из выражения [5.5],

$$t_x = t_x^1 + c \triangle t, \qquad (5.5)$$

где c — поправочный коэффициент равный K/K', причем $K = \left.\frac{\triangle E_t}{\triangle t}\right|_{t_0}$ и $K' = \left.\frac{\triangle E_t}{\triangle t}\right|_{t_x}$ представляют собой чувствительности термопары в точках t_0 и t_x соответственно определяются по графику рис. 5.4 (или градуировочным таблицам) при определенном $\triangle E_т$, соответствующем изменению температуры свободных концов на $\triangle t_0$. Очевидно, поправку $c \triangle t_0$ (на показание t_x) можно определить зная значение $\triangle t$.

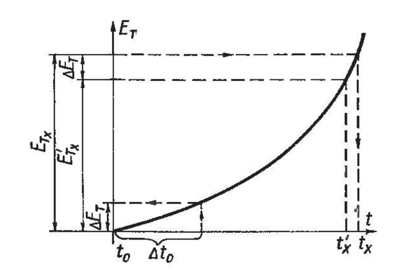


Рис. 5.4.
Определение температуры объекта
при изменении температуры свободных концов

На рис. 5.5 приведена схема, применение которой позволяет автоматически осуществлять коррекцию температуры свободных концов. В этой схеме между термопарой и вторич-

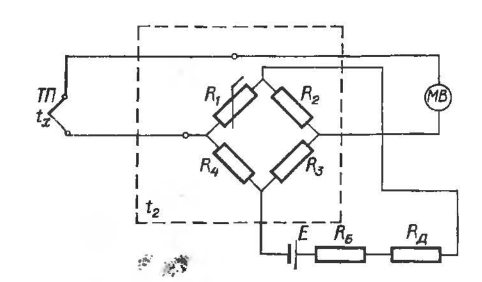


Рис. 5.5
Схема компенсации температуры свободных концов

ным прибором включен неуравновешенный мост, состоящий из манганиновых резисторов R_2, R_3, R_4 и медного резистора R_1, который находится в таких же температурных условиях, как и свободные концы термопары. Параметры моста подбирают таким образом, чтобы при значении температуры свободных концов, равном нулю, мост находился в равновесии, а при отклонении температуры свободных концов от нуля между вершинами *a* — *b* моста возникла разность напряжений $\triangle E_t$, равная по значению изменению термо-э.д.с. термопары, вызванному изменением температуры свободных концов. На рис. 5.5 дополнительно обозначены *E* и $R_Б$ — э.д.с. и внутреннее сопротивление источника питания моста; $R_Д$ — добавочное сопротивление; мВ — милливольтметр.

Схема компенсации термо-э.д.с., как правило, расположена в так называемой компенсационной коробке в непосредственной близости от измерительного прибора, иногда непосредственно на его корпусе. Поскольку расстояние между термоэлектрическим преобразователем и измерительным прибором может быть весьма значительным, а термоэлектроды не всегда можно сделать достаточно длинными, используют удлинительные провода от термоэлектродов до схем компенсации или до термостатов температуры свободных концов. Подчеркнем, что для термопар из благородных металлов делать длинными электроды экономически нецелесообразно и в этом случае, как правило, применяют удлинительные провода. Подключение электроизмерительного прибора на рис. 5.5 может осуществляться обычными проводами.

Материалы удлинительных проводов должны быть термоэлектрически идентичны с материалами термоэлектродов и места их присоединения к основным электродам должны иметь одинаковую температуру. Для термопары платинородий — платина используются удлинительные провода из меди и сплава ТП, для термопары хромель — алюмель — из меди и константана, а для термопары хромель — копель — из тех же материалов, что и основные термоэлектроды.

В термоэлектрической цепи могут возникать паразитные термо-э.д.с. вследствие неоднородности их материалов, что также является источником погрешностей, обусловленных соединительными проводами. Так, например, для платиновой проволоки длиной 30 мм и температурном градиенте 30 К/мм значение паразитной термо-э.д.с. составляет 10 мкВ [5.4].

3. Предел допускаемой погрешности измерительного прибора определяется в основном его классом точности, а также дополнительной температурной погрешностью в условиях эксплуатации.

4. К погрешностям метода измерения температуры относятся погрешности, обусловленные условиями применения термоэлектрического преобразователя, среди которых необходимо учитывать химическое воздействие его чувствительного элемента со средой, влияние арматуры на время установления термо-э.д.с. на выходе ТП и др. [5.14, 5.15].

Кроме этих составляющих, следует учитывать также методическую погрешность из-за нелинейности градуировочной характеристики термопары. При использовании аналоговых милливольтметров эту нелинейность учитывают при градуировке шкалы прибора. В случае же использования серийно выпускаемых цифровых милливольтметров с линейной функцией преобразования необходимо применять различные аналоговые схемы коррекции нелинейности, в том числе и описанные в [1.4]. Вопросам линеаризации зависимости показания приборов от температуры посвящено значительное количество работ [5.17].

5.7. ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При подключении нескольких ТП через коммутатор к общему измерительному прибору и наличии общей точки соединения всех термопар и прибора могут возникать помехи из-за наличия токов через изоляцию термопар от объекта, если объект находится под некоторым потенциалом по отношению к потенциалу общей шины («измерительной земли»). Переключение термопар должно быть двухполюсным. Удлинительные и соединительные провода должны быть хорошо изолированы друг от друга. Места соединений удлинительных проводов в головке ТП и в термостате свободных концов должны быть хорошо защищены от сырости и соляных паров и при подпайке соединений в этих местах нельзя применять кислотные флюсы во избежание образования гальванических пар.

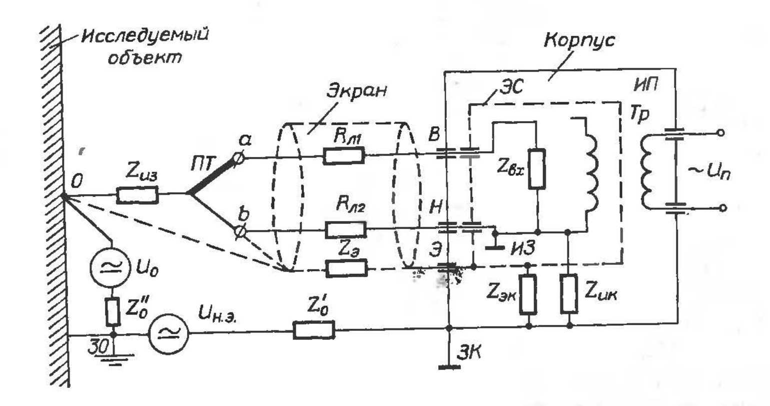


Рис. 5.6
Схема уменьшения влияния помех общего вида

При прокладке соединительных проводов от ТП к измерительным приборам вблизи от силовых кабелей их необходимо скручивать и помещать внутри стальных оплеток и труб для уменьшения влияния электромагнитных наводок. С целью уменьшения влияния паразитных емкостей и проводимостей изоляции между силовыми цепями и соединительными проводами применяют электростатические экраны.

На результат измерения температуры существенное влияние могут оказать помехи общего вида, механизм проникновения которых в измерительную цепь можно уяснить на рис. 5.6, где обозначены: $U_{нэ}$ — напряжение неэквипотенциальности земли (ЗО) объекта исследования и корпуса измерительного прибора (ИП); Z_0' — внутреннее сопротивление источников $U_{н.э}$ и U_0; U_0 — напряжение общего вида между точкой земли объекта и точкой подсоединения термопары к объекту; $Z_{нз}$ — сопротивление изоляции между объектом и рабочим спаем ТП (если термопара гальванически соединена с объектом, то $Z_{из} = 0$); $R_{л1}$ и $R_{л2}$ — сопротивления линии связи, которая размещена в экране; $Z_{вх}$ — входное сопротивление измерительного прибора ИП с высокопотенциальным «В» и низкопотенциальным «Н» входами; ЭС — экран измерительной схемы; $Z_{эк}$ и $Z_{нк}$ — сопротивления изоляции между ЭС и корпусом, измерительной схемой соответственно; *Тр* — трансформатор источника питания измерительной схемы; $U_п$ — напряжение сети.

Экран линии связи предназначен для уменьшения влияния наводок от сети на линии связи. Кроме того, экран играет роль третьего провода для обеспечения эквипотенциальности точек *Н* и *Э*, уменьшая таким образом токи

между общей шиной измерительной схемы и ее экраном. Так как проводимость материала экрана конечная, то сопротивление экрана $Z_э$ будет отличаться от нуля. Наличие экрана разгружает провод соединительной линии с сопротивлением $R_{л2}$, так как ток от U_0 и $U_{н.э}$ частично будет протекать по экрануу. Экран линии связи с одной стороны необходимо подключить к точке «Э», а с другой — точке воздействия помехи общего вида «О». Если же последнее по каким-то соображениям невозможно, тогда экран линии нужно подсоединять как можно ближе к месту воздействия U_0, например, к свободному концу ТП «В» или к подсоединенному к нему удлинительному проводу. Поскольку через экран протекает ток воздействия U_0 и $U_{нэ}$, то его защитные свойства от влияния внешних полей ухудшаются. Иногда применяют еще один внешний экран. Между первичной и вторичной обмотками силового трансформатора *Тр* должно быть большое значение сопротивления изоляции ($10^8...10^{10}$ Ом) и незначительная емкость (1...2 пФ).

Список литературы к гл. 5:

5. 1. **Анатычук Л. И. Термоэлементы и термоэлектрические устройства:** Справочник.— Киев: Наук. думка, 1979.— 768 с.

5. 2. **Стадных Б. И. Пути развития термоэлектрических преобразователей** // Контрольно-измерительная техника. Львов: Выща шк., 1983. Вып. 33. С. 58—63.

5. 3. **Механические напряжения и стабильность термо-э.д.с.**// А. Н. Гордов, И. И. Новиков, Б. И. Стаднык, И. И. Федык // Теплофизика высоких температур. М.: Наука, 1982. С. 1176—1181.

5. 4. **Электрические измерения неэлектрических величин**// Под ред. П. В. Новицкого.— Л.: Энергия. 1975.— 576 с.

5. 5. **Линевег Ф. Измерение температур в технике:** Справочник.— М.: Металлургия, 1980.— 544 с.

5. 6. **Таблицы физических величин.**— М.: Атомиздат, 1976.— 1008 с.

5. 7. **Паляныця И. Ф. Совремеиное состояние и перспективы развития криогениой термометрии** // Измерения контроль, автоматизация. М.: ЦНИИТЭИ приборостроення, 1980. Вып. 5—6(27—28). С. 22—25.

5. 8. **Датчики для измерения температуры в промышлеиности** // Г. В. Самсонов, А. И. Киц, Ю. А. Кюздени, В. И. Лах и др.— Киев: Наук. думка, 1972.— 224 с.

5. 9. **Куритнык И. П., Стадник Б. И. Высокотемпературные термоэлектрические преобразователи** // Измерения, контроль, автоматизация. М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1980. Вып. 5—6 (27—28). С. 12—21.
5.10. **Приборы для измерения температуры контактным способом:** Справочник / Под ред. Р. В. Бычковского.— Львов: Выща шк., 1979.— 208 с.
5.11. **Орлова М. П., Погорелова О. Ф., Улыбин С. А. Низкотемпературная термометрия.**— М.: Энергоатомиздат, 1987.— 280 с.
5.12. **Вепшек Я. Измерение низких температур электрическими методами.**— М.: Энергия 1980.— 224 с.
5.13. **Куинн Т. Температура.**— М.: Мир, 1985.— 448 с.
5.14. **Температурные измерения. Справочник** / О. А. Геращенко, А. Н. Гордов, В. И. Лах и др.— Киев: Наук. думка, 1989.— 704 с.
5.15. **Точность контактных методов измерения температуры** / А. Н. Гордов, Я. В. Малков, Н. Г. Эдгардт, Н. А. Ярышев.— М.: Изд-во стандартов, 1976.— 232 с.
5.16. **Саченко А. А., Твердый Е. Я. Совершенствование методов измерения температуры.**— Киев: Тэхника, 1983.— 104 с.
5.17. **Вторичные приборы для измерения температуры** / В. И. Зорий, Е. С. Полищук, В. И. Пуцыло, О. И. Чайковский и др.— М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1977.— 55 с.

Глава 6

ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Согласно распространенному определению, устройство, состоящее из двух проводников, разделенных диэлектриком (рис. 6.1,*а*), называется конденсатором. Его емкость называют емкостью конденсатора или конденсаторной емкостью.

Если в системе имеется *n*-электродов, которые разбиты на две части и соединены в две группы, вновь будем иметь конденсатор, имеющий одну конденсаторную емкость. Такое устройство, как и простейшее устройство, подключается к

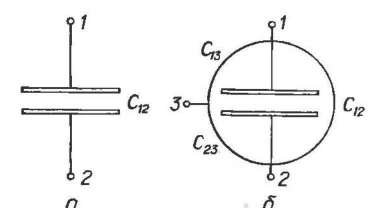


Рис. 6.1.
Обозначения конденсатора:
а — без экрана; *б* — в экране

электрической цепи или измерительному устройству при помощи двух соединительных линий, имеющих два токопроводящих электрических контакта с электродами конденсатора.

Общая емкость системы будет состоять из конденсаторной емкости между соединительными линиями.

Часто для стабилизации электрического поля между электродами с одной стороны и окружающими предметами с другой систему электродов помещают в экран (рис. 6.1,*б*). При этом возникают дополнительные емкости C_{13} и C_{23}. В случае подсоединения экрана *3* к электроду *2* емкость C_{23} исчезает, а C_{12} суммируется с емкостью C_{13}. В этом случае суммарная конденсаторная емкость будет подключаться к электрическим цепям двумя линиями через два электрических контакта *1* и *2*.

В устройствах с числом электродов большим чем два имеется несколько электрических емкостей. Эти емкости называются частичными.

Из-за вынужденого применения двухпроводной соединительной линии некоторые частичные емкости в системе суммируются друг с другом или с распределенной емкостью между двумя соединительными проводами. И сложное конденсаторное устройство со многими частичными емкостями из-за двух проводных соединительных линий будет обладать только одной конденсаторной емкостью. Ввиду того, что конденсаторной емкостью суммируется распределенная емкость между соединительными проводами, ее нестабильность приводит к значительной непостоянности суммарной емкости.

Уже давно для измерения диэлектрических свойств веществ применяли трехконтактные электродные измерительные преобразователи [6.1]. У этих емкостных преобразователей применен дополнительный защитный электрод, назначение которого выравнивать электрическое поле в измерительной зоне за счет перемещения краевого, искаженного по форме, поля с рабочих электродов на защитный, находящийся под потенциалом одного из основных электродов. Вывод от защитного электрода подавался к третьему контакту, а систе-

ма подключалась к специальным измерительным средствам тремя соединительными проводами. С появлением и развитием в пятидесятые-шестидесятые годы трансформаторных мостов, позволяющих быстро, легко и точно измерять любую частичную емкость конденсаторной системы без искажения результата остальными частичными емкостями конденсаторного устройства, которые могут оставаться неизвестными и не иметь стабильного значения, емкостные преобразователи с трехконтактным включением получили широкое применение.

Уникальная стабильность трансформаторных мостов зависит от очень сильной электромагнитной связи между плечевыми элементами, выполненными на одном магнитопроводе, что обеспечивает им коэффициент связи, равный единице [6.2].

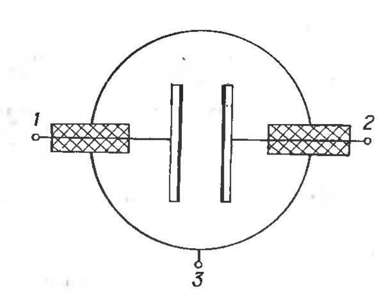


Рис. 6.2.
Трехконтактный емкостной измерительный преобразователь

Если в таком мосте шунтировать индуктивное плечо неизмеряемыми частичными емкостями или активными проводимостями, то баланс моста не нарушается, т. к. за счет сильной плечевой связи эффект шунтирования распространится на другое плечо и этим сохранит в мосте плечевое отношение неизменным. Появившаяся возможность легко и быстро измерять значение частичной емкости способствовала развитию трехконтактных емкостных измерительных преобразователей.

Схематически такое устройство изображено на рис. 6.2, где два электрода или группы электродов, соединенные вместе, *1* и *2* установлены на изоляторах на третьем электроде *3*, которым может быть дополнительный электрод, экран или защитный корпус устройства. К контактам электродов *1*, *2* и *3* измерительное устройство подключается соединительными проводами. Чаще всего это два коаксиальных кабеля, жилы которых подключены к контактам *1* и *2*, а оплетки соединяются вместе и служат третьим проводом, подключаемым к контакту *3*. При таком соединении к линиям *1* и *2*, подключе-

на основная частичная емкость C_{12}. Частичные емкости C_{13} и C_{23}, в которые входят также распределенные емкости соединительных кабелей, подключаются параллельно плечам и индикаторной диагонали моста (выполненным в виде индуктивного трансформаторного компаратора тока или трансформаторного делителя напряжения) не могут существенно понизить точность измерительной системы. Точность системы с сильной связью увеличивается с уменьшением абсолютного значения шунтирующих емкостей C_{13}, C_{23}. Это свойство трансформаторных мостов привело к появлению в последнее время обратной тенденции — если при двухконтактных измерительных системах стремились, как уже отмечалось, повысить абсолютное значение конденсаторной емкости у преобразователей, теряя при этом конструктивную прочность и стабильность, то в трехконтактных системах стали понижать значения частичных емкостей C_{12}, C_{23}, обеспечивая при этом повышенную точность измерения, увеличенную стабильность основных параметров конденсаторных систем, большую механическую жесткость.

В последние годы появились новые виды конденсаторных систем и измерительных емкостных преобразователей на их основе, имеющие четыре контакта, пять контактов и более, уже есть основание говорить о появлении поликонтактных систем. Эти системы имеют две, три и более основных емкостей. Они способствуют реализации новых структур преобразователей для анализа веществ и позволяют реализовывать новые способы регулирования электрического поля в преобразователях, менять тем самым их свойства.

Емкостные преобразователи представляют собой конденсаторы, емкости которых меняются вследствие изменения параметров преобразователя под действием измеряемой величины, например расстояния между обкладками, площади перекрытия обкладок в результате линейного или углового перемещения подвижного элемента, либо диэлектрической проницаемости между обкладками [6.3, 6.4].

Существует большое разнообразие емкостных преобразователей по конструктивному исполнению. Однако, несмотря на кажущееся отличие по конструктивному решению, все емкостные преобразователи могут быть разделены на две группы: плоскопараллельные и коаксиальные.

Пренебрегая краевыми эффектами, емкость преобразователя с плоскопараллельными обкладками можно упрощенно записать в виде

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_x \frac{S}{d},$$

если информативным параметром, изменяющимся под воздействием измеряемой величины, является расстояние d между обкладками или диэлектрическая проницаемость ε_x исследуемой среды, находящейся между обкладками, либо

$$C = [\varepsilon_0(\varepsilon S_1 + \varepsilon_x S_2)]/d,$$

если информативным параметром является уровень перекрытия обкладок преобразователя исследуемой средой с диэлектрической проницаемостью ε_x (здесь S_1 и S_2 — соответственно площадь перекрытия части обкладок, находящейся в воздухе с диэлектрической проницаемостью и площадь перекрытия части обкладок, находящейся в исследуемой среде, ε — относительная диэлектрическая проницаемость воздуха).

Для коаксиального преобразователя соответствующие упрощенные выражения для емкости имеют вид [6.3]

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon l}{l_n[1 + d/R_1]}$$

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon l_1 + \varepsilon_x l_2)}{l_n[1 + d/R_1]},$$

где l — полная длина обкладок преобразователя;

l_1 и l_2 — соответственно длина части обкладок, расположенной в воздухе или другой газообразной среде, и длина части обкладок, расположенной в исследуемой среде;

R_1 — радиус внутренней обкладки преобразователя.

Приведенные выражения для емкостей конденсаторных преобразователей несколько упрощенные, однако они позволяют оценить область применения преобразователей в зависимости от того, какой из параметров (d, l, S, ε) является информативным.

На этом способе воздействия на емкость датчика основаны диэлькометрические методы, с помощью которых определяется диэлектрическая проницаемость и диэлектрические потери исследуемого материала [6.5, 6.7].

К этим методам примыкают кондуктометрические методы (обычно реализуемые на низких и средних частотах), с помощью которых определяется активная и реактивная (емкостная) составляющие электропроводности между электродами системы, а также осциллометрический метод, когда эти же параметры определяются на высокой частоте [6.8].

Преобразователи с переменным расстоянием d между обкладками применяют в устройствах для измерения малых перемещений (обычно до 1 мм) и, вызывающих эти перемещения, сил и давлений. В последних случаях измеряемые силы

или давления преобразуются, как правило, в прогиб мембраны, служащей подвижным элементом емкостного преобразователя. Преобразователи с переменной площадью перекрытия обкладок исследуемой средой применяют в уравнемерах.

Учитывая то обстоятельство, что наиболее широкое распространение емкостные преобразователи получили в устройствах для измерения давления и устройствах для измерения уровней, остановимся более детально именно на этих преобразователях.

6.2. ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДАВЛЕНИЯ

Чувствительными элементами емкостных преобразователей давления являются мембраны и диафрагмы, преобразующие измеряемое давление в перемещение. При этом они могут быть одновременно использованы в качестве подвижного электрода.

На рис. 6.3 приведена конструкция емкостного преобразователя давлений с чувствительным элементом в виде эластичной мембраны *1*, которая крепится к корпусу *2* преобразователя с помощью муфты *3*. Неподвижный электрод *4* соединен с центральной частью колодки коаксиального разъема *5*, ввернутого в муфту *3*.

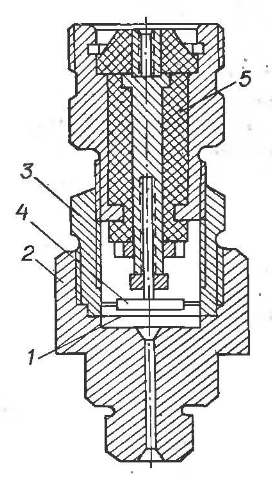


Рис. 6.3.
Емкостный преобразователь давления

При конструировании емкостных преобразователей особое внимание уделяют выбору материалов. Для получения минимальной температурной погрешности детали емкостного чувствительного элемента изготовляют из материалов с

незначительными и возможно близкими значениями температурных коэффициентов линейного расширения. Например, для изготовления упругих элементов применяют дисперсионно-твердеющий немагнитный сплав 55БТЮ, отличающийся высокими упругими свойствами, стабильностью температурного коэффициента модуля продольной упругости и коррозионной стойкостью. Материалом изоляционных стоек может быть оптическое стекло марки ЛК6. В отдельных случаях для компенсации температурной погрешности приходится рассчитывать соотношение между размерами отдельных деталей с учетом их температурных коэффициентов линейного расширения.

Очень существенным является электростатическое экранирование всех видов емкостного преобразователя. Оно должно быть проведено так, чтобы не оставалось неэкранированных промежутков. По этой причине часть кабеля делается обычно как неотъмлемая составляющая преобразователя.

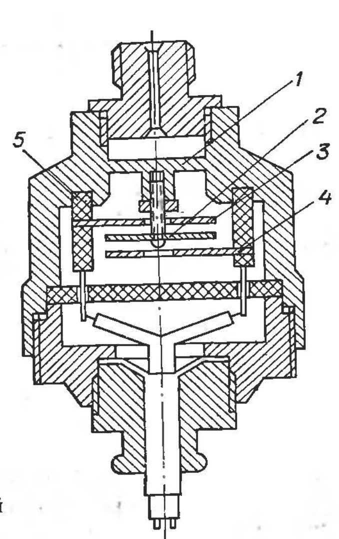


Рис. 6.4.
Емкостный дифференциальный преобразователь давления

На рис. 6.4 приведена конструкция дифференциального преобразователя давления, в котором упругий элемент *1* (в данной конструкции это мембрана-плита, изготовленная заодно с корпусом) не является непосредственно электродом. Подвижным электродом преобразователя служит пластина *2*, соединенная с помощью шпильки с жестким центром мембраны. Неподвижными электродами являются пластины *3* и *4*, выполненные в виде фигурных металлических дисков со

стеклянными цилиндрическими стойками 5, соединенными с корпусом методом спекания. Такая конструкция преобразователя позволяет увеличить при прочих равных условиях его чувствительность. Действительно, если площадь подвижного электрода равна эквивалентной площади мембраны, то, как это следует из приведенных выше выражений, перемещение центра мембраны и соответственно подвижного электрода в этом случае будет

$$y = \frac{3}{16} P \frac{1 - \mu^2}{Eh^3} R^2,$$

а относительное изменение емкости

$$\frac{\Delta c}{c_0} = \frac{3}{16} \frac{(1 - \mu^2) R^4}{E\delta h^3} P.$$

Емкостные преобразователи обычно имеют верхний предел преобразуемых давлений 200...800 Па при чувствительности 0,5...1,0 пФ/Па и начальной емкости 10...20 пФ. Основная их погрешность составляет 1...2 %.

6.3. ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УРОВНЕЙ

Как уже указывалось ранее, емкостные преобразователи можно применять для преобразования высоты (уровня) исследуемой среды (как правило, жидкостной) и диэлектрической проницаемостью, отличной от диэлектрической проницаемости воздуха.

Конструкции емкостных уровнемеров различны для электропроводных и неэлектропроводных жидкостей (электропроводными считаются жидкости с удельным электрическим сопротивлением $\rho < 10^6$ Ом·м и диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_x \geqslant 7$). Различие преобразователей состоит в том, что для электропроводных жидкостей один из электродов уровнемера покрыт изоляционным слоем. Электроды преобразователей для неэлектропроводных жидкостей не изолированы.

Как для электропроводных, так и для неэлектропроводных жидкостей электроды преобразователей могут быть выполнены в виде стержней, плоских пластин или циллиндров. В качестве второго электрода может использоваться металлическая стенка сосуда с жидкостью.

Наиболее простой и в то же время широко распространенной на практике является конструкция коаксиального преобразователя, изображенная на рис. 6.5.

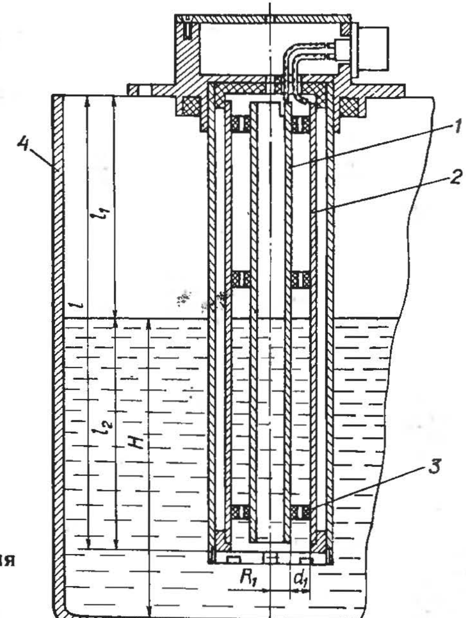


Рис. 6.5.
Коаксиальный преобразователь уровня неэлектропроводных жидкостей

Преобразователь, состоящий из внутреннего *1* и внешнего *2* цилиндрических электродов, взаимное расположение которых зафиксировано проходным изолятором *3*, помещается в резервуар *4* с определяемым уровнем жидкости. Если резервуар жидкостью не заполнен, то емкость между электродами преобразователя

$$C' = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon l}{ln(1+d/R_1)},$$

где l — полная длина электродов;
R и d — радиус внутреннего электрода и расстояние между электродами;
C_0 — емкость, обусловленная проходным изолятором, а также соединительными проводниками от электродов к вторичной измерительной аппаратуре.

При заполнении резервуара до уровня H (рис. 6.5) емкость изменится до значения

$$C'' = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon l_1 + \varepsilon_x l_2)}{ln(1 + d/R_1)} =$$

$$= C_0 + \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon(l - l_2)}{ln(1 + \frac{d}{R_1})} + \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_x l_2}{ln(1 + \frac{d}{R_1})} =$$

$$= C_0 + \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon l}{ln(1+\frac{d}{R_1})} + \frac{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon_x - \varepsilon)}{ln(1+\frac{d}{R_1})} l_2.$$

Приведенное выражение представляет собой упрощенную функцию преобразования емкостного преобразователя уровня неэлектропроводной жидкости. Емкость такого преобразователя представляет собой эквивалентную емкость трех соединенных параллельно емкостей (C_0 и емкостей между электродами длиной l_1 и l_2 соответственно). При этом для случая, когда диэлектрическую постоянную ε_x исследуемой среды можно считать постоянной, информативной является лишь третье слагаемое эквивалентной емкости конденсаторного преобразователя. Первые две слагаемые функции преобразования являются неинформативными и в процессе измерения их необходимо компенсировать.

Следует также отметить, что в реальных условиях ε_x может изменяться (например, при изменении температуры исследуемой жидкости, ее состава и т. п.). Для уменьшения влияния изменения ε_x на результат измерения обычно усложняют конструкцию емкостного уровнемера дополнительным компенсационным конденсатором, располагаемым в нижней части основного преобразовательного элемента. Дополнительный преобразователь содержит компенсационный конденсатор, который постоянно погружен в исследуемую жидкость, емкость которого зависит только от ε_x. При соответствующем включении в измерительную цепь емкость компенсирующего конденсатора используется для коррекции выходного сигнала преобразователя при изменении ε_x.

Так как пространство над исследуемой жидкостью будет загрязняться парами исследуемой жидкости и его диэлектрическая постоянная будет отличаться от ε воздуха, то для устранения влияния изменения ε в емкостных преобразователях может быть применен и второй компенсирующий преобразователь, расположенный в верхней его части (рис. 6.6). Отметим, что даже при отсутствии паров жидкости, наполняющей резервуар ε изменяется на $-2\cdot10^{-6}$ на 1°C; на 0,01 % при изменении влажности на 10 % и на ,06 % при изменении давления на 10^5 Н/м^2 (1 атм).

Для устранения влияния на результат измерения изменений ε_x и ε используют преобразователи, конструкция которых очень незначительно отличаются от конструкции обыкновенного преобразователя (рис. 6.5). Так, например, на рис. 6.7 изображен коаксиальный преобразователь уровня непроводящих веществ с наружным электродом *2*, общим для всех чувствительных элементов, т. е. рабочего *1* с емкостью

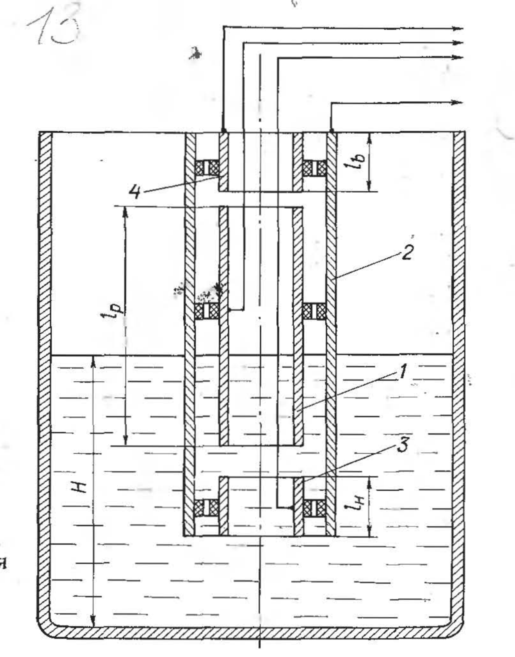


Рис. 6.6.
Коаксимальный преобразователь уровня с компенсационными чувствительными элементами

$C_р$, нижнего компенсационного *3* с емкостью $C_н$ и верхнего компенсационного *4* с емкостью $C_в$. Нижний чувствительный элемент должен быть в процессе измерения погружен в исследуемую жидкость, а верхний — находится в воздухе.

В емкостных преобразователях уровня для электропроводных жидкостей один электрод выполняется изолированным. Если резервуар металлический, то его стенки могут служить вторым электродом. Для обеспечения линейной зависимости емкости от уровня жидкости стенки резервуара должны быть строго вертикальными. Если же резервуар неметаллический, то в качестве второго электрода используется, как и в преобразователях для неэлектропроводных жидкостей, металлический изолированный стержень, служащий первым электродом.

На рис. 6.7,*а* показан преобразователь, выполненный в виде стержня *1*, покрытого слоем изоляции *2* и погруженного в металлический резервуар *3*. Эквивалентная электрическая схема такого преобразователя будет иметь вид как на рис. 6.7,*б*, а функция преобразования

$$C'' = C_0 + C_{1э} + C_{2э},$$

где $C_{1э}$ и $C_{2э}$ — эквивалентные емкости между стержнем 1 и

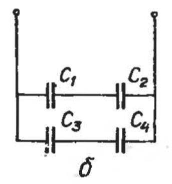


Рис. 6.7.
Преобразователь уровня электропроводных жидкостей:
а — конструкция; *б* — эквивалентная схема

металлическим резервуаром 3 в воздухе и в жидкости соответственно, т. е. $C_{1э} = C_1C_2/$ $/(C_1 + C_2)$ и

$$C_{2э} = C_3C_4/(C_3 + C_4).$$

Учитывая, что

$$C_1 = \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_g l_1}{ln(1 + \frac{d_1}{R_1})};\ C_2 = \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon l_1}{ln(1 + \frac{d_1}{R_1})};$$

$$C_3 = \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_g l_2}{ln(1 + \frac{\alpha_1}{R_1})};\ C_4 = \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_x l_2}{ln(1 + \frac{\alpha_2}{R_2})},$$

где ε_g — диэлектрическая проницаемость слоя изоляции толщиной d_1, находящегося на расстоянии d_2 от металлического резервуара;

R_2 — радиус внутреннего электрода вместе со слоем изоляции, равный $R_1 + d_1$, окончательно получим

$$C_0'' = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon l}{ln(1 + d_2/R_2) + \eta ln(1 + d_1/R_1)} +$$

$$+\frac{2\pi\varepsilon_0\left(\varepsilon_x-\varepsilon\frac{ln(1+\alpha_2/R_2)+\eta ln(1+d_2/R_1)}{ln(1+\alpha_2/R_2)+\eta ln(1+d_2/R_1)}\right.}{ln(1+d_2/R_2)+\eta ln(1+d_1/R_1)}l_2,$$

где $\eta=\frac{\varepsilon}{\varepsilon_g}$ и $\eta_x=\frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_g}$.

Если пренебречь диэлектрической проницаемостью газа (воздуха) над жидкостью ε по сравнению с диэлектрической проницаемостью изоляции электрода ε_g, а также толщиной слоя последней d_1 по отношению к радиусу внутреннего электрода 4, то это выражение упростится до вида

$$C''=C_0+\frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon l}{ln(1+d_2/R_1)}+\frac{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon_x-\varepsilon)}{ln\left(1+\frac{d_1}{R_1}\right)}l_2.$$

Как видно из сравнения выражений упрощенных функций преобразования преобразователей уровней неэлектропроводных и электропроводных жидкостей, они очень похожи и при реализации последних возникают аналогичные затруднения, связанные с изменениями ε_x и ε в зависимости от вида жидкости и изменения температуры. Эти проблемы и в этом случае решаются способами, аналогичными описанным ранее.

Емкостные уровнемеры отличаются сравнительной дешевизной, простотой, удобством монтажа в резервуаре с исследуемым уровнем жидкости, из-за чего они получили широкое распространение. К положительным свойствам таких преобразователей следует отнести возможность их использования в широком диапазоне температур — от криогенных до порядка 200 °C и при давлениях до нескольких мегапаскалей.

К их недостаткам следует отнести непригодность для измерения уровня вязких, кристаллизующихся, пленкообразующих и выпадающих в осадок жидкостей, а также высокую чувствительность к изменению электрических свойств жидкости, изменению емкости между проводами линии, соединящей преобразователь с вторичным прибором. Приведенная погрешность преобразования уровня обычных емкостных преобразователей составляет 2...5 %.

Список литературы к гл. 6:

6.1. **Хиппель А. Р. Диэлектрики и их применение.**— М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959.— 336 с.
6.2. **Трансформаторные измерительные мосты** / Под ред. К. Б. Карандеева.— М.: Энергия, 1970.— 280 с.
6.3. **Полищук Е. С. Измерительные преобразователи.**— Киев: Выща шк., 1981.— 296 с.
6.4. **Форейт Й. Емкостные датчики неэлектрических величин.**— М.; Л.: Энергия.— 160 с.
6.5. **Грохольский А. Л. Измерители добротиости — куметры.**— Новосибирск: Наука, 1966.— 259 с.
6.6. **Караидеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Новик А. И. Емкостные самоскомпенсированные уравнемеры.**— М.: Энергия, 1966.— 136 с.
6.7. **Матис И. Г. Электроемкостные преобразователи для иеразрушающего контроля.**— Рига: Зииаите, 1982.— 302 с.
6.8. **Бугров А. В. Высокочастотные емкостные преобразователи и приборы контроля качества.**— М.: Машиностроение, 1982.— 94 с.

Глава 7

ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

7.1. ПЬЕЗОЭЛЕТРИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ

Сущность прямого пьезоэлектрического эффекта заключается в том, что в результате сжатия пьезоэлектрика и вызванной этим сжатием деформацией, происходит электрическая поляризация кристалла и на его поверхности возникают связанные электрические заряды, пропорциональные приложенному давлению.

Обратный пьезоэффект выражается в появлении механических деформаций в кристалле под действием приложенного электрического поля. В значительных пределах деформация прямо пропорциональна приложенному напряжению.

Пьезоэффектом обладают диэлектрические кристаллы: кварц, турмалин, сегнетовая соль, титанат бария и другие.

Возникновение пьезоэлектрического эффекта можно пояснить нарушением внутреннего равновесия в кристаллической структуре под воздействием различных факторов. При наличии деформации в направлении, которому соответ-

ствует пьезоэффект, ориентация диполей изменяется таким образом, что нарушается взаимная компенсация разноименных зарядов, и кристалл поляризуется. В отсутствии деформации поляризация отсутствует, так как эквивалентные диполи элементарных ячеек кристаллической решетки ориентированы таким образом, что разноименные заряды на гранях кристалла уравновешивают друг друга.

Пьезоэлектрический эффект проявляется в наибольшей мере по определенным для каждого кристалла полярным осям, симметричным относительно его структурной формы, и используется в измерительной технике для получения преобразователей механической энергии в электрическую или электрической в механическую.

7.2. СРЕЗЫ КРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Кристаллический элемент, вырезанный из кристалла (срез), имеет определенную ориентацию относительно кристаллографических осей. В настоящее время число срезов достигает несколько десятков. Для устройства датчиков из пьезокристалла вырезают пластинки прямоугольной или круглой формы, соблюдая ориентацию относительно кристаллографических осей.

В бывшем СССР была принята новая система условных обозначений срезов, включающая в себя понятие «первоначальной ориентации пьезоэлемента».

Первоначальная ориентация обозначается двумя буквами и соответствует такому срезу, у которого все ребра параллельны координатным осям пьезоэлемента (рис. 7.1).

Если пьезоэлемент получен через ряд последовательных поворотов одной из первоначальных ориентаций относительно осей X, Y, Z, то условное обозначение среза состоит из обозначения первоначальной ориентации с добавлением одной, двух или трех букв (l, b, s). Буквы указывают ребра пьезоэлемента, которые служат осью соответственно первого, второго и третьего поворота. Группа чисел после косой линии показывает величину углов поворота против часовой стрелки (знак «+») и по часовой стрелке (знак «—») в градусах и минутах.

На рис. 7.2 изображены примеры обозначений некоторых срезов.

Повороты вокруг толщины кристаллического элемента S обозначаются буквой α °, вокруг длины l — буквой β °, вокруг ширины b — буквой γ °.

Рис. 7.1
Варианты первоначальной ориентации кристаллическнх элементов

Рис. 7.2.
Прнмеры изображения двухповоротных типовых срезов кристаллических элемеитов

7.3. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

Выбор пьезоэлектрического материала является важным этапом проектирования пьезоэлектрических датчиков. Пьезоэлектрические материалы анизотропны, их механические и электрофизические свойства различны по различным кристаллографическим направлениям кристалла. Пьезоэлектрические материалы могут быть охарактеризованы с помощью ряда безразмерных констант — коэффициентов связи, которые являются прямой мерой интенсивности электромеханического эффекта.

Соответствующий эффективный (для конкретного образца) коэффициент связи определяет ширину полосы фильтра или преобразователя.

Коэффициент электромеханической связи может быть определен как корень квадратный из отношения генерируемой кристаллом электрической энергии ко всей вынуждающей механической энергии (в случае прямого пьезоэффекта) или как корень квадратный из отношения генерируемой кристаллом механической энергии ко всей подведенной электрической енергии (обратный пьезоэффект). Величина такого коэффициента связи зависит от конкретных электрических и механических граничных условий.

В настоящее время известно около 1500 кристаллических веществ, обладающих пьезоэффектом.

Из них наибольшее распространение получил кварц, так как он при наличии сильно выраженного пьезоэффекта одновременно имеет высокую механическую прочность, отличается высокими изоляционными свойствами, мало зависящими от температуры.

Кварц — минерал, безводная двуокись кремния SiO_2. В зависимости от температуры его образования различают четыре кварца: β-кварц, обладающий пьезоэффектом. При нагревании до температуры 573 °C (точка Кюри) структура β-кварца переходит в структуру α-кварца, не обладающую пьезоэффектом. Два других вида кварца — тредимит и кристабалит — также не обладают пьезоэффектом.

В промышленности используются природные и искусственные кристаллы кварца в соответствии с существующими специальными техническими условиями, определяющими их сортность.

Марки искусственного кварца записываются следующим образом: $Q \cdot 10^6 (I \cdot A) ZXl/\beta$ или $Q \cdot 10^6 (I \cdot A) ZYb/\gamma$, где $Q \cdot 10^6$ — добротность, причем для блоков $Q = (2{,}0...5{,}0) \cdot 10^6$, а для кристаллов $Q = (0{,}5...3{,}5) \cdot 10^6$.

(I·A) — размер кристалла по оси Z по одну (цифра 1) или

по обе (цифра 2) стороны кварцевой пластины заданной ориентации, на которую наращивают кристалл (затравки), *zxl*/β — ориентация кристаллов.

Рекомендуемые углы: β = – 18 °30′, + 5 °, + 8 °30′. Толщина затравки не более 3 мм.

Эквивалентное сопротивление для кристаллов ориентаций *zxl*/ + 5 °, *zyb*/ + 5 °, *zxl*/ + 8 °30′ и *zyb*/ + 8 °30′ должно быть не более 2200 Ом, при ориентации *zxl*/ – – 18 °30′ и *zyb*/ – 18 °30′ — не более 1600 Ом. Добротность кварцевых резонаторов из искусственного кварца обычно на 20...25 % ниже добротности кварцевых резонаторов из натурального кварца. На основе кварцевого кристалла созданы высокостабильные автогенераторы, генераторы, гетеродины, стандарты часов, эталоны времени.

Кварцевые кристаллы используют для создания термометров с широким диапазоном температур, датчиков давления, акселерометров, датчиков малых механических перемещений и т. п. Высокая стабильность кварцевых резонаторов позволила создать приборы, позволяющие взвешивать и измерять пленки, толщина которых соизмерима с размерами молекул, исследовать процессы окисления пленок, скорость конденсации газов и другие физико-химические процессы современной микроэлектроники. Поскольку кварцевый пьезоэлемент является электромеханической системой, то при расчете его необходимо выбрать геометрические размеры таким образом, чтобы собственная частота пьезоэлемента соответствовала требуемому значению. Собственная частота колебаний кварцевого пьезоэлемента *f*, кГц находится в пределах 1680/а...5760/а, где а — основной размер, определяющий частоту в мм, он может быть длиной *l* или толщиной *S* пьезоэлемента. Применяемый диапазон частот пьезоэлемента на основной частоте находится в пределах 2,5...25000 кГц. Следует отметить, что верхняя граница частот не определена.

Применение кварцевых кристаллов для стабилизации частоты зависит от сведения к нулю температурных коэффициентов скорости звука первого порядка (вдоль определенных направлений).

Как электрическая, так и механическая добротности сильно зависят от структуры и подвержены воздействию даже незначительных примесей. В относительно быстро выращиваемом кварце эти примеси ограничивают добротность *Q* AT-среза на частоте 5 мГц значениями 100000...500000, тогда как для высококачественного кварца, выращиваемого более медленно, это значение почти 3000000.

Максимальное значение добротности кварца, достигну-

тое в резонаторах и линиях передачи на частотах выше 1 мГц, обратно пропорциональна частоте: $f \cdot Q = const$. Величина Q на частотах в гигагерцовом диапазоне мало зависит от качества кварца, поэтому предельное значение добротности, определяемое собственной нелинейностью кварца, было достигнуто именно в этом диапазоне на частоте порядка 5 мГц. По своей механической добротности кварц уступает некоторым другим кристаллам, особенно гранатам. Тем не менее кварц продолжает сохранять совершенно исключительное положение в технике стабилизации частоты благодаря тому, что его температурные коэффициенты резонансной частоты первого и второго порядков для АТ-срезов при комнатной температуре равны нулю. В качестве рабочих материалов для ультразвуковых преобразователей и линий задержки на частотах 10...1000 МГц применяются материалы в виде тонких слоев, обладающие высоким коэффициентом электромеханической связи, и материалы с высокой добротностью. Широкая доступность и малая стоимость высококачественных кристаллов кварца больших размеров, обладающих пьезоэлектрическим эффектом, который удовлетворяет многим применениям, является причиной преимущественного использования кварца.

Кристалл с Y-срезом характеризуется наибольшей электромеханической связью для сдвиговых колебаний, однако уже упоминавшаяся взаимная связь с упругими колебаниями в тригональных кристаллах вызывает отклонение направления распространения звуковой волны от волновой нормали. Когда кварц является одновременно и преобразователем и передающей средой для сдвиговых волн, то используют АЦ-срез или БЦ-срез, так как при этих срезах взаимная связь отсутствует.

Пьезокерамика обычно изготавливается из нескольких окислов или карбонатов с помощью реакции, протекающей под действием высокотемпературного обжига в твердом состоянии, что вызывает образование кристаллической структуры, и последующего процесса электрической поляризации. Большая часть пьезокерамик представляет собой твердые растворы; изменение химического состава позволяет проводить оптимальный подбор свойств материала подобно тому, как это делается в монокристаллах путем выбора подходящего среза.

Нелинейность, присущая пьезокерамикам или сегнетоэлектрическим кристаллам, приводит к значительным трудностям при описании их свойств. При очень слабом электрическом или механическом возбуждении пьезокерамики можно рассматривать как строго линейные материалы, хотя ре-

версивные движения стенок доменов повышает пьезоэлектрические и диэлектрическую константы и увеличивают податливость материала. С увеличением уровня электрического или механического возбуждения пьезоэлектрический отклик растет нелинейно. Большое электрическое возбуждение также приводит к нелинейному (показатель больше единицы) возрастанию диэлектрического смещения и к увеличению диэлектрических потерь. Аналогично большому механическому возбуждению соответствует непропорциональное возрастание механического смещения и увеличение механических потерь. Эти эффекты зависят от частоты: наиболее сильно они проявляются на очень низких частотах и при статических условиях. Границы линейной зависимости для разных пьезокерамик изменяются в широких пределах и в первом приближении связаны с коэрцитивной силой.

Различные составы имеют различные характеристики. Этим и объясняется многообразие пьезокерамических составов. Составы на основе цирконата-титаната свинца позволяют получать более широкий диапазон желаемых свойств и для подавляющего большинства применений они являются более предпочтительными, чем составы, разработанные на основе титаната бария, метаниобата свинца или ниобата натрия. Преимущественное положение составов цирконата-титаната свинца определяется присущим им сильным пьезоэлектрическим эффектом и высокой точкой Кюри, что позволяет путем изменения химического состава получать разнообразные рабочие параметры без существенного уменьшения пьезоэлектрического эффекта.

Ниже перечислены некоторые специфические характеристики, выделяющие отдельные материалы:

1. Высокий коэффициент электромеханической связи: *PZT*-5*H*.
2. Большая диэлектрическая проницаемость: *PZT*-5*H*.
3. Низкая диэлектрическая проницаемость: $PBNb_2O_6$, *PZT*-7*A*, $Na_{0,5}K_{0,5}NbO_8$.
4. Большая скорость распространения звука: $Na_{0,5}K_{0,5}NbO_8$.
5. Высокая механическая добротность: *PZT*-6*B*, *PZT*-8.
6. Низкая механическая добротность: $PbNb_2O_6$.
7. Удовлетворительная стабильность во времени: *PZT*-6*A*, *PZT*-6*B*.
8. Хорошая температурная стабильность коэффициента колебаний N_1:*PZT*-6*A*, *PZT*-6*B*.
9. Низкие диэлектрические потери при большом уровне электрического возбуждения: *PZT*-8.

Высокий коэффициент электромеханической связи и боль-

шая диэлектрическая проницаемость *PZT*-5*H* способствовали его использованию в таких акустических устройствах, как звукосниматели, где высокие электрические и диэлектрические потери этого материала не приносят вреда. Материал *PZT*-5*A* лучше всего удовлетворяет требованиям, предъявляемым к гидрофонам и контрольно-измерительным приборам, так как характерная для него высокая точка Кюри определяет хорошую температурную стабильность. Высокое удельное сопротивление при повышенной температуре позволяет использовать этот материал даже на очень низких частотах.

Низкие значения упругих и диэлектрических потерь при большом уровне возбуждающего сигнала состава *PZT*-8 указывают на возможность использования его в звуковых преобразователях большой мощности вместо применяемых составов *PZT*-4 или эквивалентных им цирконата-титаната свинца и титаната бария типа *NRE*-4.

Составы *PZT*-6 можно использовать для фильтров. Требуемая стабильность резонансной частоты в интервале рабочих температур и в течение срока службы прибора порядка 10^{-3}, необходимая температурная стабильность равна примерно 10^{-5}/ °С. Типичные температурные коэффициенты тугоплавких окислов отрицательны и в несколько раз превышают это значение. Наличие различных очень сходных кристаллографических фаз в системе цирконата-титаната свинца вызывает температурные аномалии, которые допускают уменьшение средних значений температурных коэффициентов до желаемого уровня, как правило, 10^{-5} °С в пределах от -40 до $+85$ °С.

Уход резонансной частоты во времени является естественным следствием деформаций, возникших при поляризации. Этот уход приблизительно линеен относительно логарифма времени на отрезке, представляющем практичный интерес, от часа до нескольких лет. Основные требования, предъявляемые к фильтрации промежуточных частот в звуковых каналах от ~ 200 кГц до нескольких мегагерц, могут быть удовлетворены при использовании материалов *PZT*-6. Из них также изготавливаются фильтры специального назначения, работающие на частотах ниже 200 кГц в режиме изгибовых колебаний. Ширина полосы фильтров на основе пьезокерамик может регулироваться подбором уровня поляризации. Для материалов *PZT*-6*A* и *PZT*-6*B* коэффициенты электромеханической связи в плоскости можно менять в пределах от 0,2 до 0,44 и от 0,0 до 0,25 соответственно.

Метаниобат свинца остается единственным материалом, обладающим очень высокой точкой Кюри, низкой диэлектрической проницаемостью и может применяться в ультразвуко-

вой дефектоскопии, где наличие низкой механической добротности способствует подавлению ложных колебаний.

Ниобат натрия-калия был разработан специально для высокочастотных преобразователей (10...40 МГц). Большая скорость распространения звука дает $Na_{0,5}K_{0,5}NbO_3$ некоторое преимущество перед *PZT-7A* при использовании их в высокочастотных преобразователях продольных и сдвиговых колебаний по толщине, так как при этом можно увеличить толщину и, следовательно, уменьшить емкость преобразователя.

Большой практический интерес представляют класс кристалла галлата лития, имеющего ромбическую структуру типа 2*mm*. Этот символ означает наличие оси симметрии второго порядка (ось *Z*) и двух плоскостей симметрии, перпендикулярных к осям *X* и *Y*.

Очень важный класс симметрии 6*mm*, к которому принадлежат кристаллы типа вюрцита CdS и ZnO, реализуется при увеличении порядка симметрии оси (*Z*) до 6. При этом оси *X* и *Y* становятся эквивалентными.

Другим классом полярных кристаллов, который вызывает все возрастающий интерес, является тригональный класс 3*mm*. К нему относятся минеральный турмалин и новый сегнетоэлектрический кристалл ниобат лития. В результате приложения поля параллельно оси *X* в этом классе кристаллов будут возникать сдвиговые деформации по толщине, тогда как поле, параллельное оси *Y*, вызовет сдвиговую и продольную деформации по толщине. Упругие свойства класса 3*mm* такие же, как и у класса кварца 32. Пьезоэлектрический эффект в кристаллах класса 3*mm* усложнен взаимными упругими связями между деформациями. Это означает, что в них будут возбуждаться два независимых сдвиговых колебания по толщине с перемещением частиц в плосккости (*Y*,*Z*), ориентация их перемещений будет зависеть от конкретных значений упругих констант кристалла.

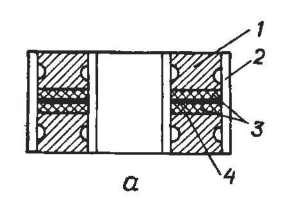
Из всех известных несегнетоэлектрических материалов кристаллы окиси цинка ZnO можно также использовать как в качестве рабочего материала в акустических усилителях, так и в преобразователях с диффузным слоем.

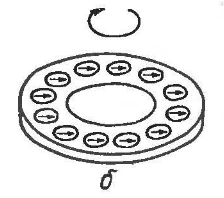
Сегнетоэлектрический полупроводник SbSl обладает очень сильным пьезоэлектрическим эффектом ниже своей точки Кюри, равной 22 °C. Точка Кюри может быть поднята намного выше комнатной температуры частичным замещением серы кислородом, однако пьезоэлектрические параметры, несмотря на это, остаются неудовлетворительными. Материал SbSl имеет кристаллическую симметрию класса 2*mm*, однако из-за того, что его специфическая игольчатая или

пластинчатая кристаллическая форма ведет в большинстве случаев к поликристаллическим агрегатам с одинаково ориентированными осями *C* отдельных кристаллов и со случайно направленными осями *a* и *b*, его макроскопическая симметрия оказывается эквивалентной симметрии пьезоэлектрических керамик. Кроме того, SbSI имеет самую бóльшую чувствительность к гидростатическому давлению, чем любой другой из известных сегнетоэлектриков. Сейчас используются пьезоэлектрические кристаллы со значительной проводимостью в акустических усилителях и особенно высокочастотных преобразователях.

7.4. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И КОНСТРУКЦИЯ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В конструктивном отношении пьезоэлектрические преобразователи используют элементы различных срезов, в которых могут быть возбуждены следующие основные виды колебаний: продольные, поперечные, сдвига по контуру, изгиба и кручения. На рис. 7.3,*а* показан разрез чувствительного элемента пьезоэлектрического динамометра. Между двумя стальными концами размещены кварцевые пластины; между ними расположен электрод для снятия заряда. Вид колебаний определяется срезом пьезоэлемента, числом и расположением электродов. Так, для измерения тангенциальных сил размещение кварцевых пластинок, заделанных в изолирующую массу, может быть выполнено так, как детально показано на рис. 7.3,*б*. Чтобы получить чувствительный элемент для измерения крутящих моментов, необходимо выполнить расположение кварцевых пластинок, реагирующих на





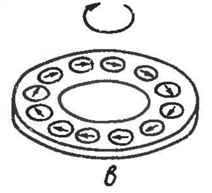


Рис. 7.3.
Пьезоэлектрический динамометр (*а*):
1 — стальное кольцо для передачи силы; *2* — корпус,
3 — кварцевые пластинки; *4* — электрод;
б — способ расположения кварцевых пластинок для измерения тангенциальных сил;
в — способ расположения кварцевых пластинок для измерения крутящих моментов

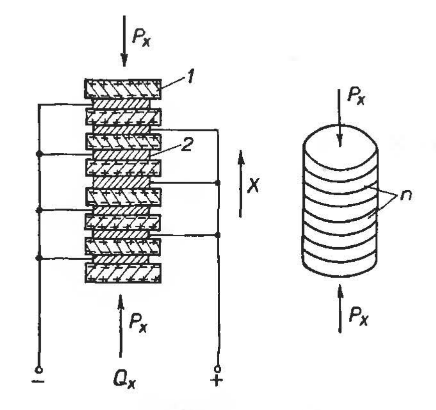


Рис. 7.4.
Чувствительный элемент с несколькими кварцевыми платинами:
1 — пластина; *2* — металлический слой

сдвиг так как показано на рис. 7.3,*в*. Если применить несколько слоев из наложенных друг на друга кварцевых пластинок с различно ориентированными поверхностями среза, то можно получить датчики для измерения двух составляющих, например для измерения сил сжатия и сдвига.

Для измерения электрических зарядов, возникающих на гранях кварцевой пластины, последние покрывают металлическим слоем, образуя конденсатор (рис. 7.4). Вырезанные пластины, грани которых перпендикулярны осям Y и X, обладают пьезоэлектрическими свойствами. Сила, направленная вдоль оси Z, не возбуждает электрических зарядов на гранях. Под действием растягивающего или сжимающего усилия вдоль оси X на перпендикулярных этой оси гранях возникают заряды разного знака (продольный эффект). Этот заряд равен:

$$Q_x = d \cdot P_x,$$

где Q_x — заряд;
d — пьезомодуль (для кварца $d = 2{,}3 \cdot 10^{-12}$ Кл/Н);
P_x — сила, действующая на поверхность кристалла.

Из приведенного уравнения видно, что Q_x не зависит от размеров кристалла кварца. Нагрузки вдоль оси Y вызывают возникновение заряда

$$Q_Y = d \frac{l_y}{l_x} \cdot P_y,$$

где l_x и l_y — размеры кристалла вдоль оси X и Y. При поперечном эффекте Q_y зависит от размеров кристалла. Однако условия прочности ограничивают возможность увеличения заряда за счет увеличения размера l_y и уменьшения l_x, поэтому практически используется лишь продольный пьезоэффект.

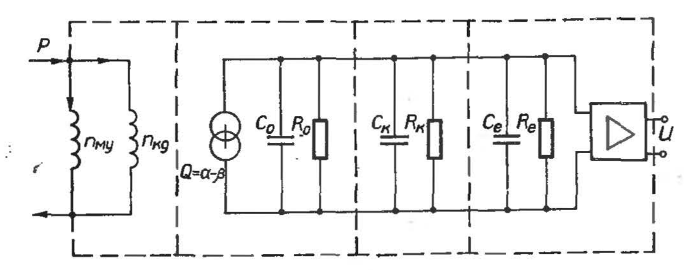


Рис. 7.5.
Обобщенная эквивалентная схема кварцевого датчика

В реальных условиях пьезодатчик всегда оказывается зашунтированным некоторой емкостью C_0 и сопротивлением R_0. Обобщенная эквивалентная схема кварцевого датчика изображена на рис. 7.5, где C_0 — емкость кристалла; R_0 — сопротивление диэлектрических потерь; $C_к$, $R_к$, $C_е$, $R_е$ — неизбежная емкость и сопротивление кабеля и подключенных устройств; $n_{кд}$ — податливость кварцевого элемента; $n_{му}$ — податливость механических устройств; Q — источник заряда, модулируемый силой P.

Характеристику измерительной цепи определяют в основном кабель и усилитель. Так как Q = CU, то напряжение на кристалле

$$U = \frac{Q_1}{C} = \frac{dP}{C_0 + C_к + C_e} = \frac{dP}{C_0 + C_\Sigma} = \frac{dP}{C_{экв}},$$

где C_0 — емкость кварца;

$C_\Sigma = C_к + C_e$ — емкость проводов и подключенных устройств. Обычно емкость C_Σ превышает емкость пьезокристалла, что резко снижает полезный эффект. Поэтому C_0 увеличивают параллельным соединением нескольких пластин (рис. 7.5), выбор их числа позволяет изменять диапазон измерения. Поскольку каждый измеритель напряжения обладает конечным значением входного сопротивления $R_{экв}$, то возбужденный на гранях заряд и соответственно напряжение даже при $P = const$ спадают по экспоненциальному закону

$$U_e = U_e^{-\frac{t}{R_{экв} \cdot C_{экв}}},$$

где $R_{экв} \cdot C_{экв} = T$ — постоянная времени.

По истечении времени T напряжение U_0 уменьшается в 1/e раз, т. е. примерно до 37 % начального значения U. Это ограничивает возможности использования пьезокристаллов контролем только кратковременных и быстродействующих процессов.

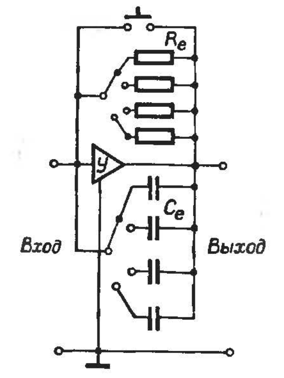


Рис. 7.6.
Принципиальная схема усилителя заряда

Для измерения медленных изменений процессов необходимо увеличение времени T, что можно улучшить воспроизводимостью низкочастотных составляющих. Для этого имеются две возможности:

1. Увеличить $R_{экв}$. Значение $R_{экв}$ определяется главным образом внешней схемой (кабель, усилитель). Поэтому целесообразно применять короткие коаксиальные кабели с большим сопротивлением изоляции. Среди используемых в настоящее время схем усилителей следует отметить две разновидности. В первой схеме используются электрометрические усилители — это такие усилители постоянного напряжения, у которых реализуется требуемое большое входное сопротивление (до 10^{14} Ом) благодаря наличию электрометрических ламп во входном корпусе.

Эти усилители применяются редко. Они вытеснены второй схемой, в которой используют усилители заряда. Они представляют собой усилители постоянного напряжения У (рис. 7.6) с коэффициентом усиления больше 20000. Переключаемые конденсаторы C_e создают емкостную связь и совместно с усилителем поддерживают входное напряжение U близким нуль, так что заряд датчика как бы «стекает» непосредствеино на конденсатор обратной связи C_e. Благодаря сверхвысокоомному сопротивлению R_e обеспечивается определенная постоянная времени и исключаются дрейфовые явления. С помощью кнопки K усилитель возвращается в первоначальное состояние. Все усилители заряда имеют большое $C_{экв}$ и на них не оказывают влияния свойства и длина кабеля.

2. Увеличить $C_{экв}$, что достигается подключением конденсаторов с большим сопротивлением изоляции или за счет выбора пьезоэлектрических материалов с более высокими диэлектрическими постоянными. Однако увеличение $C_{экв}$

ограничивается допустимым значением чувствительности, так как увеличение $C_{экв}$ приводит к уменьшению напряжения на кристалле. Таким образом, с помощью современной усилительной техники можно достичь постоянных времени порядка секунд, которые обеспечивают квазистатическую градуировку измерительной цепи.

В зависимости от назначения пьезоэлектрические преобразователи можно разделять на две группы. Энергетические — для преобразования энергии из одной формы в другую. К ним относятся пьезоэлектрические двигатели, высоковольтные источники напряжения, реле, взрыватели, зажигалки, излучатели ультразвука и т. д.

Измерительные, используемые для получения информации — это датчики давления, силы, вибраций, виброускорений, акселерометры, перемещений, температуры, гироскопы, сейсмоприемники и т. д. По принципу действия пьезоэлектрических преобразователей можно выделить следующие группы.

Пьезоэлектрические резонаторы, представляющие собой преобразователи электромеханического типа с высокодобротной контурной системой, эквивалентной настроенному электрическому контуру. Этот тип преобразователей наиболее распространенный и применяется для стабилизации частоты и частотной селекции, а также в качестве излучателей и приемников ультразвука, пьезоэлектрических трансформаторов, датчиков силы, температуры, гигрометров, анализаторов физических и химических характеристик различных сред и др.

Суть работы заключается в том, что преобразование входного воздействия осуществляется в результате модуляции параметров пьезорезонаторов. Резонатор как элемент, преобразующий измеряемое воздействие y, характеризуется частотой резонанса $f_s(y)$ или антирезонанса $f_p(y)$; модулем электрического комплексного сопротивления $|Z(y)|$; сдвигом фаз между током и напряжением $\varphi(y)$. В соответствии с этими основными характеристиками в пьезорезонаторах используют методы управления частотой, комплексным сопротивлением Z или фазой. При построении пьезорезонансных датчиков выделяют один из четырех основных элементов его структуры (окружающую среду, вибратор, поверхностную пленку или элемент крепления), вариация параметров которого позволяет осуществить один из указанных методов управления. В зависимости от выбора модулируемого параметра, управляемого элемента колебательной системы и типа колебаний пьезорезонатора, могут быть получены различные датчики:

— преобразователи апериодические с искусственным подавлением резонансов в области рабочих частот. В конструкции этих преобразователей используются демпфирующие устройства и оптимальный выбор геометрии пьезоэлемента, при которой происходит удаление резонансных частот за пределы рабочей области. Примером этой группы преобразователей являются телефоны, микрофоны, звукосниматели.

— преобразователи квазистатические с колебательным процессом преобразования, частота которого намного ниже самой низкой из собственных частот эквивалентной электрической схемы. Такой преобразователь может быть представлен в виде пьезоэлектрической пластины, находящейся под действием медленно изменяющегося механического напряжения и разности потенциалов, равной произведению толщины пластины на напряженность поля внутри ее, при этом поле направлено по оси, ориентированной вдоль толщины. При отсутствии внешнего механического напряжения преобразователь работает как обычный конденсатор. К таким преобразователям относятся некоторые пьезоэлектрические манометры и акселерометры и др.

Основные типы датчиков и расчетные соотношения приведены в табл. 7.1.

7.5. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ НЕКОТОРЫХ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ И ЗАРУБЕЖНЫХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

Широкие возможности контроля динамических процессов с помощью пьезоэлектрических датчиков и разнообразие условий применения обусловили появление большого количества их моделей, отличающихся способами крепления на объекте (прижимные, приклеиваемые, клеенеприжимные), способом крепления пьезоэлемента, видом и количеством используемых деформаций пьезоэлемента. В настоящее время расширяется область применения пьезоэлектрических датчиков не только для измерения вибрации и удара в области высоких частот, но и для измерения виброскорости и виброперемещения.

Среди серийно выпускаемых пьезоэлектрических датчиков, использующих деформации изгиба пьезоэлемента, распространены следующие модели.

Вибропреобразователи первичные измерительные типа Д22 (рис. 7.7) и Д26 (рис. 7.8) предназначены для преобразования механических колебаний в электрический сигнал, пропорциональный ускорению колеблющегося объекта. При креплении вибропреобразователя на колеблющемся объек-

Таблица 7.1

Типы датчиков и расчетные соотношения

Тип датчика	Основные расчетные соотношения
Пьезорезонансные датчики	$$V = \sqrt{\frac{c}{\rho}},$$ где V — скорость распространения бегущих волн; C — упругий коэффициент; ρ — плотность пьезоматериала. $$S_p = \frac{nV}{2h} = \frac{N}{h},$$ где f_p — резонансная частота пьезоэлемента; N — частотный коэффициент; n — число полуволн, укладывающихся на резонансном размере, или номер гармоники; h — резонансный размер.
Пьезорезонансный датчик с пьезорезонаторами повернутых γ-срезов, совершающих колебания сдвига по толщине	Частота колебаний: $$f = \frac{n}{2h}\sqrt{\frac{C'_{66}}{\rho}}$$ $$C'_{66} = C'_{66}\cdot Cos^2\theta + C_{44}\cdot Sin^2\theta + + 2C_{14}Sin\theta Cos\theta,$$ где C_{66} — действующая константа упругости; θ — угол поворота пластины вокруг оси X отсчитываемый от плоскости XZ.
Термочувствительные пьезорезонансные датчики	Коэффициент термочувствительности: $$C_t = \frac{\delta f}{\delta t} \Big/ t = t_0,$$ где $\frac{\delta f}{\delta t} \Big/ t = t_0$ — производная от частоты при фиксированной температуре
Термостабильные пьезорезонансные датчики	Зависимость частоты резонатора от температуры: $$f(t) = \frac{1}{2h(t)}\sqrt{\frac{C(t)}{\rho(t)}},$$ где $C(t)$, $\rho(t)$ и $h(t)$ — зависимые от температуры модуль упругости, плотность и частотно-определяющий размер. $$f = \frac{1}{2h}\sqrt{\frac{C'_{66}}{\rho}},$$ где f — частота резонанса для резонаторов повернутых γ-срезов с колебаниями сдвига по толщине

Продолжение табл. 7.1

Тип датчика	Основные расчетные соотношения
	$C'_{66} = C_{66}Cos^2\theta + C_{44}Sin^2\theta + C_{14}Sin2\theta$, где θ — угол между осью Z и плоскостью пьезоэлемента. Получение термостабильности достигается выбором ориентаций θ, при которых температурный коэффициент $T_f = 0$
Тензочувствительные (силочувствительные) пьезорезонансные датчики: сила-частота	Коэффициент силочувствительности $K_F = \frac{\delta f}{f\delta F}$, где F — входное воздействие в виде силы. Коэффициент преобразования силы в частоту
деформация-частота	$S_F = \frac{\delta f}{\delta F} = K_F f$; Коэффициент деформационной чувствительности $K_S = \frac{\delta f}{f\delta S}$;
Массочувствительные пьезорезонаторы масса-частота	Коэффициент преобразования деформаций в частоту $S_S = \frac{\delta f}{\delta S} = K_S \cdot f$;
толщина-частота	Коэффициент тензочувствительности $K_\sigma = \frac{\delta f}{f\delta\sigma}$;
Акусточувствительные пьезорезонансные датчики	Чувствительность по массе $C_m = \frac{\delta f}{\delta m}$, где m' — масса присоединяемого покрытия. Чувствительность по толщине $C_h = \frac{\delta f}{\delta h'}$, где h' — толщина присоединяемого покрытия. Акустическое комплексное сопротивление $Z_a = R_a + jX_a$, где R_a — активная составляющая, характеризующая потери акустической энергии резонатора на излучение в среду;

Тип датчика	Основные расчетные соотношения
	$X_а$ — реактивная составляющая, характеризирующая в основном вязкое трение в среде

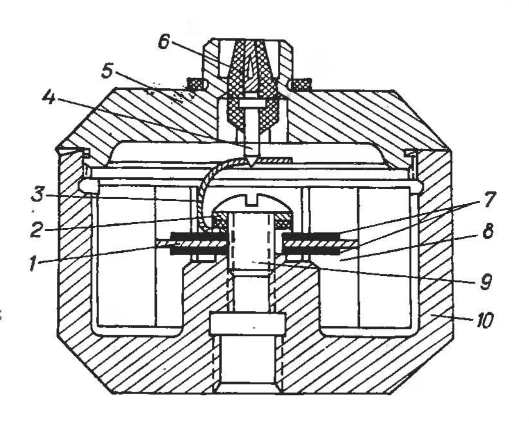


Рис. 7.7.
Датчик Д-22:
1 — втулка; 2 — шайба;
3 — контакт;
4 — электрическая изоляция; контакта;
5 — крышка; 6 — изолятор;
7 — пьезоэлемент;
8 — упругий элемент;
9 — винт; 10 — корпус.

те на инерционную массу упругого элемента будет действовать сила, пропорциональная ускорению колеблющегося объекта. Под действием этой силы чувствительный элемент будет испытывать деформацию изгиба, вследствие чего на электродах пьезоэлементов возникает электрический заряд.

Датчики с использованием элементов с деформацией изгиба обладают большой емкостью, высоким коэффициентом преобразования и меньшим весом, чем с элементами, работающими на растяжение-сжатие. Повышенной вибрационной и ударной прочностью обладают клеено-поджатые чувствительные элементы. Примером такого датчика может быть виброизмеритель типа IПА-6 (рис. 7.9), предназначенный для работы совместно со специальными усилителями ($R > 100$ МОм) для измерения, регистрации и анализа вибрационных ускорений, скоростей и смещения деталей и узлов различных машин. Преобразователь IПА-6 является однокомпонентным пьезоэлектрическим акселерометром.

Как упоминалось ранее, нижняя граничная частота пьезодатчиков определяется $C_{экв}$, а верхняя — значением установочного резонанса ($f_b = 0{,}3\ f_y$ при неравномерности АЧХ 10 %). Повысить f_y можно, увеличивая площадь и повышая качество контактных поверхностей, уменьшая массу корпуса (например, плотным резьбовым соединением с объектом, как у IПА-6 или посадкой на корпусную поверхность, как у акселерометров типов Д10, Д28 (рис. 7.10, 7.11).

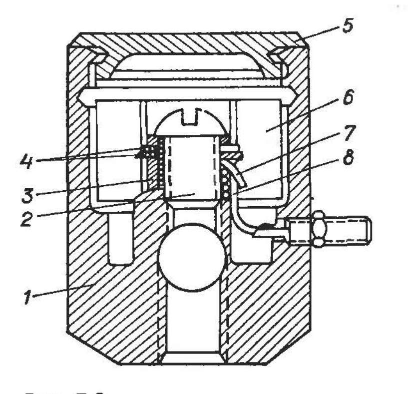


Рис. 7.8.
Датчик Д-26:
1 — корпус; *2* — винт; *3* — втулка;
4 — пьезоэлементы; *5* — крышка;
6 — упругий элемент; *7* — шайба;
8 — контакт.

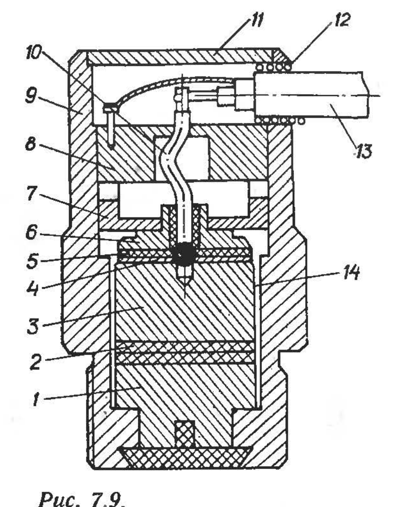


Рис. 7.9.
Преобразователь IПА-6:
1 — основание;
2 — две пластины из пьезокерамики;
3 — инерционный груз; *4* — контакт;
5 — изоляционная шайба; *6* — опора;
7 — пружина; *8* — гайка; *9* — корпус;
10 — подвод; *11* — крышка; *12* — пружина;
13 — кабель; *14* — прокладка фторопласта.

Важное значение имеет относительный коэффициент поперечного преобразования. Для его уменьшения используют ряд конструктивных факторов: симметричный чувствительный элемент, правильность формы, совмещение плоскости пьезоэлемента с центром тяжести, использование чувствительного элемента с несколькими пьезоэлементами.

В производственных и лабораторных условиях используется вибропреобразователь первичный измерительный типа Д24 при необходимости преобразования вектора механических колебаний одновременно в трех взаимно перпендикулярных направлениях в электрические сигналы, пропорциональные соответствующим векторам ускорения колеблющегося объекта.

Вибропреобразователь типа Д24 основан на прямом пьезоэффекте, состоит из трех идентичных чувствительных пьезоэлементов, расположенных в одном корпусе в трех взаимно перпендикулярных направлениях (рис. 7.12). Используется совместно с виброизмерительной аппаратурой для измерения параметров вибрации.

На рис. 7.13 показана конструкция датчика типа Д19, предназначенного для преобразования механических коле-

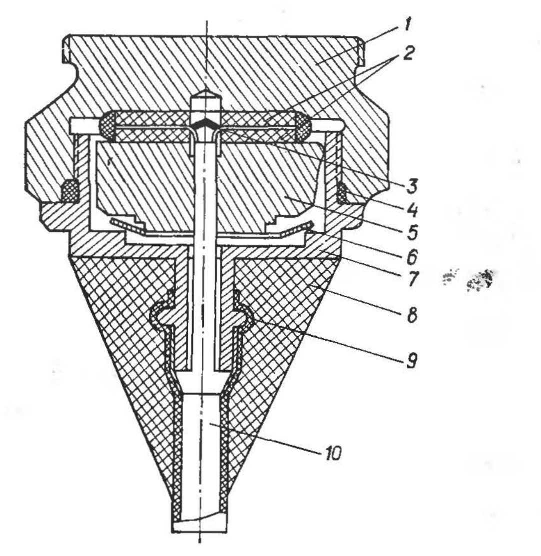


Рис. 7.10.
Датчик Д-10:
1 — основаиие; *2* — пьезокерамические кольца (2); *3* — коитактная шайба; *4* — резииовое уплотнеиие; *5* — инерциоииая масса; *6* — пружина; *7* — корпус; *8* — фторопластова втулка; *9* — резиновая трубка; *10* — вход аитивибрациоииого кабеля

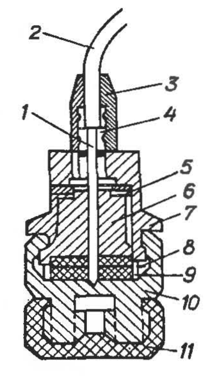


Рис. 7.11.
Датчик Д-28:
1 — штекер;
2 — кабель;
3 — колпачок;
4 — втулка;
5 — пружина;
6 — пьезоэлемеит;
7 — корпус; *8* — саиицовые прокладки;
9 — кольцо;
10 — основание;
11 — колпачок.

баний в электрические сигналы, пропорциональные ускорению колеблющегося объекта. Совместно с измерительной аппаратурой используется для измерения параметров вибрации в лабораторных и производственных условиях.

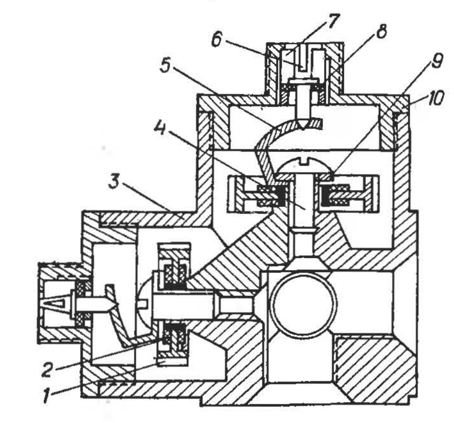


Рис. 7.12.
Вибропреобразователь тнпа Д-24:
1 — чувствительный элемент;
2 — пьезокерамика; *3* — корпус;
4 — винт; *5* — контактная пружина;
6 — контакт; *7* — втулка; *8* — шайба.

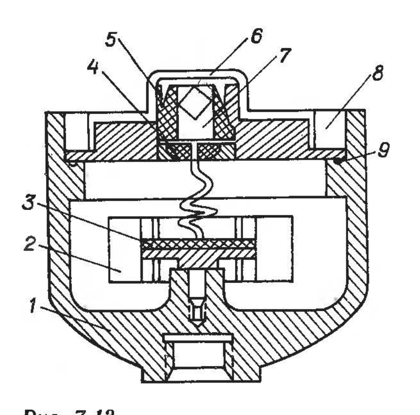


Рис. 7.13.
Датчик Д-19:
1 — корпус; *2* — упругий элемент;
3 — пьезоэлемент; *4* — гибкий проводник;
5 — фторопластовый изолятор;
6 — предохранительный колпачок; *7* — контакт;
8 — гайка; *9* — резиновая прокладка

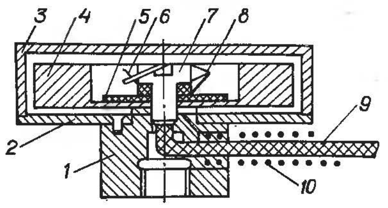


Рис. 7.14.
Вибропреобразователь IПА-9:
1 — основание;
2 — дно дюралюминиевого кожуха;
3 — крышка; *4* — стальной диск;
5 — пьезоэлектрическое кольцо;
6 — латунный кольцеобразный лепесток;
7 — винт; *8* — латунный кольцеобразный лепесток;
9 — антивибрационный кабель;
10 — пружина

На этом принципе построены преобразователи виброизмерительные пьезоэлектрические типа IПА-9 (рис. 7.14) и IПА-10В (рис. 7.15), а также КВ-10...КВ-12 (Германия). Они предназначены для работы совместно с усилителями ($R_{вх} > 100$ МОм) для измерения, регистрации и анализа вибрационных ускорений, скоростей и смещения деталей и узлов различных машин. Преобразователь является однокомпонентным пьезоэлектрическим акселерометром.

Особенность конструкции виброизмерителей с чувствительными элементами, работающими на изгиб (увеличение толщины основания, введение промежуточного элемента, применение проходников, прокладок, использование двухкорпусных конструкций) исключает влияние механических деформаций в месте установки преобразователя. Так, у преобразователя типа IПА-10В коэффициент поперечного преобразования составляет 1 %.

Для повышения температурной стабильности используют температуростойкие пьезокерамики, кварц, компенсации температурной погрешности, путем охлаждения, искусственного старения пьезоэлемента.

Использование деформации растяжения-сжатия пьезоэлемента рассмотрим на примере датчика низкочастотного типа Д-13 (рис. 7.16). При измерении параметров вибрации в диапазоне 1...3000 Гц датчик может работать в составе виброизмерительной аппаратуры, обеспечивающей линейную

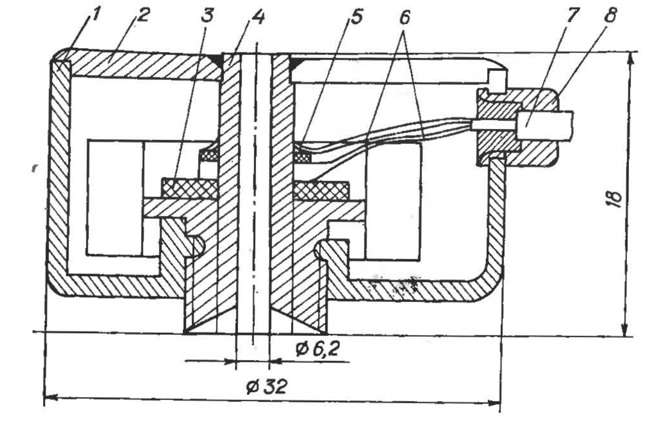


Рис. 7.15.
Вибропреобразователь
типа IПА-10В:
1 — корпус; *2* — крышка; *3* — пьезоэлектрическое кольцо; *4* — основание; *5* — шайба; *6* — латунные лепестки; *7* — кабель; *8* — втулка

частотную характеристику при последовательном включении на ее вход емкостного эквивалента датчика. Техническая характеристика рассмотренных преобразователей приведена в табл. 7.2.

Аналогичный по конструкции пьезодатчик для измерения вибраций типа КД-35 (рис. 7.17), а также датчики типа КД-10...КД-17, КД-20...КД-23, КД-33, КД-32, КД-35д, КД-91. Эти датчики работают совместно с виброизмерителем

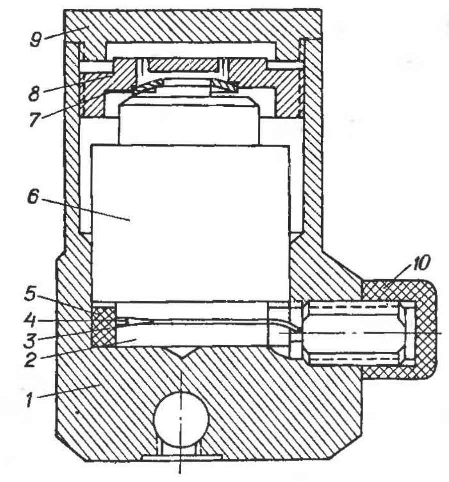


Рис. 7.16.
Датчик низкочастотный Д-13:
1 — корпус;
2 — пьезокерамические элементы (2);
3 — инерционная масса, розетка;
4 — пружина;
5 — изолированный вывод, втулка;
6 — токосъемник;
7 — пружина;
8 — гайка;
9 — крышка;
10 — колпачок

Характеристики пьезоэлектрических датчиков

Технические характеристики	Д-22	Д-26	Д-24	Д-14
Рабочий диапазон частот, Гц	20...400	20...700	20...5000	20...10000
Рабочий диапазон измерения ускорения, м/с^2	0,03... 500	0,1... 500		
Коэффициент вибропреобразования на частоте в 3 Гц, мВ/М/с	не менее 40	не менее 20	не менее 1	
Неравномерность АЧХ (по отношению к частоте в 3 Гц), %	±8	±8	не более +10	
Коэффициент относительного поперечного преобразования в рабочем диапазоне частот, %	2	2	5	
Резонансная частота вибропреобразователя закрепленного на шпильке М5, Гц	не ниже 1500	2400	не ниже 1500	27000 32000
Сопротивление изоляции в нормальных и рабочих условиях, МОм	не менее 1	не менее 1	не менее 1	1
Емкость вибропреобразователя без кабеля, пФ	1200	1200	800	11000
Надежность	1000 ударов с ускор. 500 м/с	1000 ударов с ускор. 500 м/с		
Допустимая перпендикулярность основной оси вибропреобразователя относительно поверхности, на которой производятся измерения, град.	До 10			
Температура окружающего воздуха, °С	20±5	От −10 до +70		От −10 до +70
Относительная влажность при температуре 25 °С, %	До 90	До 90	До 90	65+15
Рабочая температура, °С	От −10 до +70		От −40 до +70	
Технический ресурс, ч	5000	5000	5000	
Срок службы, ч	5000	5000		
Габаритные размеры, мм	25×26	23,5×29	23×23	16×30
Масса, г	34	28±1	не более 16	27
Диапазон измеряемых гидроускорений, м/с		0,1... 2000		0,29... 0,80 м/с^2
Вероятность безотказной работы в течение 100 ч			Не менее 0,98	
Чувствительность датчика с емкостной нагрузкой 350... 400 пФ				2,5
Амплитудная характеристика по отношению к 0,29 м/с^2				Линейная в периодах ±6 %
Коэффициент преобразования на частоте 50 Гц, мВ/ /м/с^2				
Частота собственных колебаний, Гц				
Динамический диапазон, м/с^2				
Длина выводного кабеля, м				

Таблица 7.2

Тип датчика						
Д-13	Д-19	ІПА-6	ІПА-9	ІПА-10	Д-11	Д-10
20...300р 0,29... 0,80	20...500				1...20000	1...20000
			20			
		не более 3 5				
					30000	30000
			не менее 10^{10} (Ом)			
11000	13000	С кабелем не менее 400		С кабелем 2000000	1100 —1	1100
					От —10 до +20	От —10 до +40
	—10+50		От —40 до +80			
20×35 65		20×30 без кабеля 46	34×21 без кабеля 43	32×18 0,032	не более 30	
—29,5 мВ·с/м					+3 28 —1,5	+3 28 —1,5
Линейная в периодах ±6 %		Нелинейность не более ±6 %	Нелинейность не более ±10 %			26...130 дБ при «0» уровне
		Не менее 3		Не менее 12		
		Не менее 18000	2500	Не менее 3500		
		Не более 10000	Не более 2000			
		2		3		

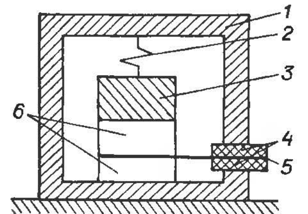


Рис. 7.17.
Пьезодатчик для измерения вибраций типа *KD*-35:
1 — корпус;
2 — пьезоэлектрические элементы (2);
3 — инерционная масса;
4 — пружина;
5 — изолированный вывод;
6 — токосъемник

типа 11003 (*SM*-231) или измерителем ударов типа 11005 (*SM*-311) (Германия), позволяющих решать следующие измерительные задачи.

Трехканальный виброизмеритель типа *SM*-231 вместе с пьезоэлектрическими датчиками ускорения служит для измерения механических вибраций, разовых или повторяющихся ударов. Предназначен для измерения виброускорения d, виброскорости V и вибросмещения ξ в частотном диапазоне 2 Гц до 15 и 10 кГц по трем каналам.

Одноканальный ударный измеритель *SM*-311 оснащен ударным фильтром *SM*-20, что позволяет измерять механические ударные ускорения.

SM-231 и *SM*-311 — это стандартные приборы, входящие в *SM* — систему (система вибро- и ударных измерений). Приборная *SM*-система включает также усилители заряда, фильтры, анализаторы, стробоскопы, что расширяет область ее применения. Оснастка приборов производится по желанию заказчика.

Например, использование ударного анализатора *SM*-30 — позволяет при помощи *SM*-311 или 231 записать спектр ударов одного направления.

Если 1 или 3 каналов не достаточно, для решения измерительной задачи могут быть подключены другие приборы *SM*, например, *SM*-241, состоящие только из 4 измерительных усилителей без обрабатывающих устройств.

Интегральный усилитель *SM*-10 может по выбору работать либо в режиме усилителя напряжения (для измерения малых ускорений $a > 0{,}032$ м·с$^{-2}$), либо в режиме квазиусилителя заряда (для изменения больших ускорений $a < 32000$ м·с$^{-2}$). При обоих вариантах широта диапазона составляет 10^4. При втором режиме возможно, кроме того, подключение датчиков через длинные кабели без заметной потери чувствительности.

Ударный фильтр *SM*-20 представляет собой фильтр низших частот с постоянным временем пробега группы электронов в диапазоне пропускания, предназначенной для передачи

безискаженных импульсов ударной длительностью $\leqslant 0{,}5\cdot$ с. Благодаря этому при ударных измерениях подавляются перекрывающие собственно удар высокочастотные колебания. И сигнал удара остается мало искаженным. *SM*-20 может быть применен в качестве фильтра низших частот при периодических или беспорядочных процессах.

Список литературы к гл. 7:

7.1. **Герштал Д. А., Фридман В. М. Ультразвуковая аппаратура.**— М.: Энергия, 1967.

7.2. **Гингис А. Д., Морозов А. И. Анализ характеристик широкополосных пьезополупроводниковых преобразователей** // Радиотехника и электротехника. 1972. Т. 17. № 17. С. 1493—1501.

7.3. **Глюкман Л. И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы.**— М.: Радио и связь, 1981.— 232 с.

7.4. **Голембо В. А., Котляров В. Л., Швецкий Б. И. Пьезокварцевые аналого-цифровые преобразователи температуры.**— Львов: Выща шк., 1977.— 172 с.

7.5. **Морозов А. И., Яроклов В. В. Пьезополупроводииковые преобразователи и их применение.**— М.: Энергия, 1973.

7.6. **Смагин А. Г., Ярославский М. И. Пьезоэлектричество кварца и кварцевые резонаторы.**— М.: Энергия, 1970.— 488 с.

7.7. **Трофимов А. И. Пьезоэлектрические преобразователи статических нагрузок.**— М.: Машиностроенне, 1979.

7.8. **Альтшуллер Г. Б., Елфимов Н. Н., Шакулин В. Г. Кварцевые генераторы:** Справочное пособие.— М.: Радио и связь, 1984.— —232 с.

7.9. **Малов В. В. Пьезорезонансные датчики.**— М.: Энергоатомиздат, 1989.— 272 с.

Глава 8

ЭЛЕМЕНТЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

8.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

В этой главе рассматривается современная элементная база, которая дает возможность создавать высокоэффективные датчики, первичные и вторичные измерительные преобразователи, соответствующие по своим параметрам и характеристикам современным требованиям науки и техники. Основное внимание уделяется практическим аспектам аппаратурного применения отечественных интегральных микросхем: коммутаторов, операционных усилителей, стабилизаторов, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей. Конкретное описание структуры и схемной реализации будет приведено только для еще широко не описанных в литературе и интересных, на наш взгляд, микросхем.

Информация от датчиков и измерительных преобразователей в виде электрических сигналов поступает на входы измерительных приборов и в устройства ввода-вывода измерительных систем и комплексов. Уровни сигналов должны соответствовать тем уровням, на которые рассчитана работа приборов и систем.

Все электрические сигналы по форме представления информации можно разделить на аналоговые и цифровые. У аналоговых непрерывных электрических сигналов значение электрического параметра является непрерывной функцией отображаемой величины. К числу этих электрических параметров, прежде всего, относятся ток и напряжение. В свою очередь, непрерывные сигналы тока и напряжения можно условно разделить на сигналы низкого, среднего и высокого уровней.

К сигналам низкого уровня относятся э.д.с. и напряжения постоянного и переменного тока до 100 мВ. В эту группу входят сигналы термопар, термометров сопротивления, проволочных тензодатчиков и т. д.

К сигналам среднего уровня относятся э.д.с. и напряжения постоянного и переменного тока от 100 мВ до 2 В.

Сигналы высокого уровня — это сигналы постоянного тока 0...5 мА и выше и сигналы напряжения постоянного тока 0...10 В.

В связи с тем, что все датчики входят в состав измерительных комплексов и приборов, электрические сигналы тока и напряжения, которые являются входными и выходными

для приборов и систем и предназначены для информационной связи между приборами и отдельными его частями, должны соответствовать ГОСТу 26.011—80.

Сигналы постоянного тока должны выбираться из следующих значений: 0...+5 мА; —5...0...+5 мА; 0...+20 мА; —20...0...+20 мА; —100...0...+100 мА. Диапазон —100... ...0+...+100 мА целесообразнее применять для управляющих цепей автоматических систем управления технологическими процессами и информационно-измерительных систем. При проведении дистанционных измерений средствами агрегатных комплексов в АСУ ТП и при помощи ИИС в соответствии с ГОСТ 26.011—80 рекомендуется применять сигналы 0...+5 мА; 0...+20 мА; +4...+20мА.

Сигналы напряжения постоянного тока должны выбираться из следующих значений: 0...+10 мВ; —10...0...+10 мВ; 0...+20 мВ; 0...+50 мВ; 0...+100 мВ; —100...0...+100 мВ; 0...+1 В; —1...0...+1 В; 0...+5 В; —5...0...+5 В; +1 В ...+5 В; 0...+5 В; 0...+10 В; —10...0...+10 В. Для дистанционных измерений средствамн агрегативных комплексов АСУ ТП и ИИС рекомендуется применять сигналы 0...+1 В; 0...+5 В; 1 В...+5 В.

Современные интегральные микросхемы изготовляются в основном в двух базовых конструкторско-технологических типах: полупроводниковые и гибридные. Для того, чтобы микросхемы можно было легко отличать друг от друга, на их корпусах маркируются условные обозначения.

Условное обозначение представляет собой код, отражающий конструктивно-технологические особенности микросхемы и характер выполняемой функции. Условное обозначение микросхем состоит из трех элементов.

Первый элемент — три цифры, указывающие номер серии, причем первая цифра обозначает конструктивно-технологическое исполнение микросхемы: 1,5 — полупроводниковые; 2, 4, 8 — гибридные; 3 — пленочные; 7 — бескорпусные; вторые две цифры — порядковый номер разработки серии микросхем (от 00 до 99).

Второй элемент — две буквы, отражающие функциональное назначение микросхем.

Третий элемент — порядковый номер одинаковых по функциональному назначению микросхем из данной серии. Очень часто за третьим элементом обозначения следует буква, указывающая на то, что микросхема данного типа имеет группы, которые отличаются по одному или нескольким параметрам. Если перед условным обозначением микросхемы стоит буква К, то это обозначает, что она предназначена для бытовой и промышленной аппаратуры.

Условное обозначение аналоговых микросхем, которые широко применяются в измерительной технике, следующие: НР — микросборки, наборы резисторов; КН — коммутатор напряжения; КТ — коммутатор тока; УВ — усилитель высокой частоты; УН — усилитель низкой частоты; УР — усилитель промежуточной частоты; УД — операционные усилители; УТ — усилитель постоянного тока; ЕН — стабилизаторы напряжения; ЕП — прочие стабилизаторы; ПА — цифроаналоговые преобразователи; ПВ — аналого-цифровые преобразователи.

8.2. КОММУТАТОРЫ

Коммутаторы предназначены для использования в многоканальных системах обработки информации. Они обеспечивают коммутацию как аналоговых, так и цифровых сигналов и широко используются в схемах преобразования цифровой и аналоговой информации. Промышленностью выпускается широкая номенклатура коммутаторов. Основные технические характеристики их приведены в табл. 8.2. По этим характеристикам выбирают нужный коммутатор для решения конкретных задач измерения. Однако основными характеристиками, на основании которых выбирают коммутаторы, являются сопротивление открытого канала, время задержки включения и выключения, а также коммутируемое напряжение. При выборе коммутаторов для работы в составе информационно-измерительной системы с микро-ЭВМ учитывают возможность управления цифровым кодом и количество каналов.

В последние годы широкое распространение получили в качестве аналоговых ключей МОП-транзисторы. Это объясняется большим входным сопротивлением их для сигнала любой полярности, что обеспечивает хорошую развязку между управляющей и коммутируемой цепями.

В полупроводниковом исполнении коммутаторы на МОП-транзисторах представляют собой интегральные схемы серий 168 и 190. В серию 168 входит четырехканальный коммутатор типа 168КТ2, который коммутирует напряжение до 25 В при частоте коммутации до 1 МГц. В серию 190 входят пятиканальный переключатель напряжения типа 190КТ1 и сдвоенный двухканальный переключатель типа 190КТ2. Они позволяют коммутировать напряжения до 25 В, а амплитуда управляющего сигнала должна быть порядка 6 В. Основным недостатком этих микросхем является несовместимость их при сопряжении с цифровыми интегральными микросхема-

ми. Схемы включения этих коммутаторов подробно описаны в [8,2, 8.11, 8.13]. Указанный недостаток устранен в коммутаторах серий 143, К590, К591, К543. В них коммутационные каналы состоят из ключа и устройства управления. Устройства управления коммутаторами типа 143КТ1, К590 КН1, К590КН2, К591КН1, К590КН3, К590КН4, К590КН5, К590КН6, К590КН7, К590КН8А, К590КН9, К590КН10, К590 КН12, К543КН1, К54КН2, К54КН3, К590КН1, К5901КН2, К591КН3 содержат схему согласования выходных уровней ТТЛ интегральных схем с входными уровнями МОП-транзисторов.

Коммутатор 143КТ1 управляется от ТТЛ интегральных микросхем, обеспечивающих в открытом состоянии низкий уровень выходного напряжения не более +0,45 В, при входном токе не менее 2,5 мА. В закрытом состоянии протекающий через выходные зажимы ток не менее 0,8 мА.

Управляющая логическая ТТЛ микросхема допускает подачу на вход в закрытом состоянии напряжения не более +5 В. При этом управление осуществляется одним ключом микросхемы 143КТ1. Схема включения коммутатора приведена на рис. 8.1.

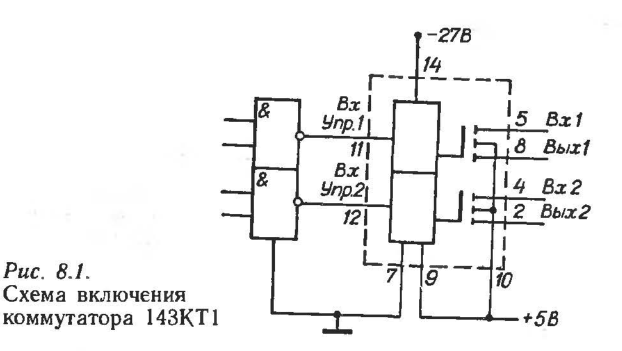


Рис. 8.1.
Схема включения коммутатора 143КТ1

В серию К590 входят: К590КН1 — 8-канальный коммутатор с дешифратором; К590КН2 — 4-канальный аналоговый ключ со схемой управления; К590КН3 — 8-канальный (4×2) аналоговый коммутатор с дешифратором; К590КН4 и К590КН5 — 4-канальные аналоговые ключи со схемой управления; К590КН6 — 8-канальный аналоговий коммутатор с дешифратором; К590КН7 — 4-канальный аналоговый ключ со схемой управления (двухполюсное переключение); КР590КН8А — 4-канальный ключ с повышенным быстродействием (однополюсное включение) для коммутации напряжений от минус 10 до +10 В; К590КН9 — два аналоговых ключа со схемой управления; К590КН10 — 4-канальный ана-

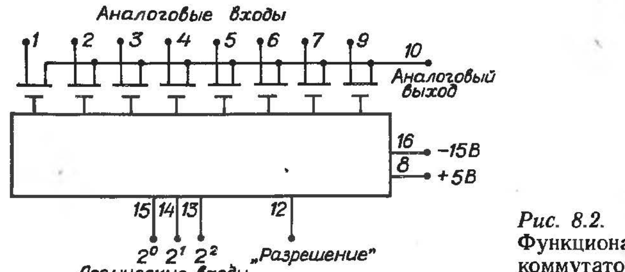


Рис. 8.2.
Функциональная схема коммутатора К590КН1

логовый ключ со схемой управления для переключения малых сигналов; К590КН12 — 4-канальный ключ с памятью на логических входах; К590КН13 — 4-канальный аналоговый ключ со схемой управления; К590ИН1 — статический 10-разрядный сдвигающий регистр, предназначенный для управления коммутаторами серии К590. Коммутатор К590КН1 предназначен для использования в аналого-цифровых преобразователях многоканальных систем обработки цифровой информации [8.3] и других устройствах (рис. 8.2). Коммутатор К590КН1 имеет восемь входных каналов и один выходной. Управление включением каналов производится в соответствии с табл. 8.1 от ТТЛ интегральных схем путем создания комбинаций «Лог. 1» и «Лог. 0» на управляющих входах.

Микросхема К590КН2 (рис. 8.3) включает в себя четыре независимых аналоговых ключа со схемами управления [8.2]. Она предназначена для коммутации аналогового и цифрового сигналов с амплитудой ±10 В и может использоваться в многоканальных системах передачи и обработки информа-

Таблица 8.1.

Коды управления коммутатора К 591КН1

Логические входы			Разрешение	Открыт канал
2^0	2^1	2^2		
0	0	0	1	1
1	0	0	1	2
0	1	0	1	3
1	1	0	1	4
0	0	1	1	5
1	0	1	1	6
0	1	1	1	7
1	1	1	1	8

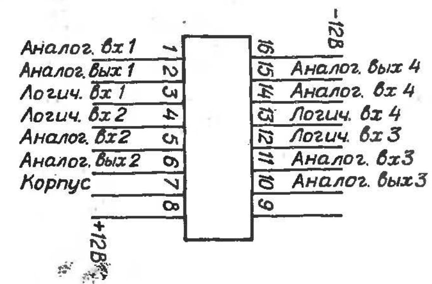


Рис. 8.3.
Аналоговый ключ К590КН2

ции; в схемах ввода-вывода для ЭВМ; в схемах выборки и хранения; в аналого-цифровых, цифро-аналоговых преобразователях; в качестве аналоговых переключателей и в качестве реле. Микросхема совместима по логическим входам с микросхемами ТТЛ серий и имеет защиту логических входов от статического заряда. Остальные микросхемы этой серии выполнены по той же технологии, но предназначены для других функциональных задач.

В серию К590 также входит 10-разрядный сдвигающий регистр К590ИР1 [8.3]. Он может быть использован для управления коммутаторами серий 190, К590. Схемы включения сдвигающего регистра К590ИР1 приведены на рис. 8.4. Для нормальной работы микросхемы сумма напряжений между выводами 16 ($Еп_1$) и 8 ($Еп_2$) должна быть $[Еп_1] + [Еп_2] = 17$ В ± 10 %. Положительный потенциал вывода 8 при любом включении микросхемы должен быть выше потенциала любой точки схемы.

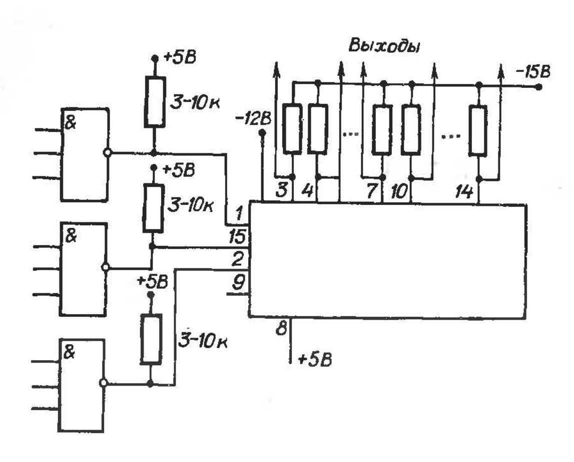


Рис. 8.4.
Типовая схема включения микросхем К590ИР1

Основные технические

Сопротивление открытого канала, Ом	100	100	300	50	100	400	400
Ток утечки на выходе	20	20	100	50	100	50	50
Время задержки включения, Мкс	2,0	0,3	—	—	1	1,5	1,5
Время задержки выключения, Мкс	1,6	0,7	—	—	5	0,8	0,8
Входной уровень «Лог. 0», В	0,8	—	—	—	0,8	0,5	0,5
Входной уровень «Лог. 1.», В	2,4	—	—	—	2,4	2,4	2,4
Коммутируемое напряжение, В	—	25	25	25	—	±10	±10
Коммутируемый ток, мА	—	—	—	—	—	—	—
Количество каналов	2	4	5	4	1	16	16

Напряжение питания сдвигающего регистра К590КР1, подаваемое через нагрузочные резисторы, выбирается из условий применения микросхем. Максимальное же напряжение между выводом *8* и выходом микросхемы не должно превышать 29,7 В. Сопротивления резисторов R_4, ...R_{13} выбираются так, чтобы ток, протекающий через выходные транзисторы, не превышал 1 мА.

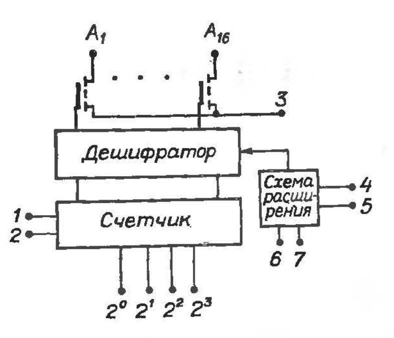
Шестнадцатиканальный коммутатор К590КН1 обеспечивает как последовательное переключение, так и произвольную выборку каналов, причем с возможностью наращивания числа коммутируемых каналов за счет подключения нескольких коммутаторов. На рис. 8.5 приведена функциональная схема коммутатора. Коммутатор включает в себя: четырехразрядный двоичный счетчик; дешифратор на 16 выходов; 16 аналоговых ключей и схему расширения. Он предназначен для использования в электронной аппаратуре в качестве: 16-канального коммутатора аналоговых сигналов, управляемого тактовыми импульсами (последовательная выборка); 16-канального коммутатора аналоговых сигналов, управляемого параллельным четырехразрядным двоичным кодом (произвольная выборка или выборка по заданному закону).

При применении дополнительных логических элементов микросхема коммутатора может быть использована в качестве аналогового коммутатора с числом каналов менее 16. Если же включить две или больше микросхем, то без использования дополнительных логических элементов можно построить 32- и 48-канальный и т. д. коммутатор аналоговых сигналов, управляемый последовательностью тактовых импульсов.

Особенностью коммутатора К591КН1 является: совместимость по входам с ТТЛ/ДТЛ интегральными микросхема-

характеристики коммутаторов

80	200	100	300	75	70	300	30	70	10	200	50	50	500	300	270
20	50	70	70	70	70	50	70	50	50	70	70	70	50	50	50
0,1	0,1	0,5	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,03	0,5	0,1	0,3	0,1	2,5	0,3	0,3
0,5	1,0	0,5	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,03	0,5	0,1	0,3	0,1	—	0,3	—
0,5	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	—	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
2,4	2,4	2,4	2,4	2,4	2,4	2,4	2,4	—	2,4	2,4	2,4	2,4	2,4	2,4	2,4
±10	±5	±10	±15	±15	±15	±15	±15	±10	±15	±1	±15	±15	±5	±15	±15
—	10	10	20	20	20	20	20	—	20	—	20	20	5	20	—
8	1×8	4	4×2	4	4	8	4	4	2	4	4	4	16	16	16



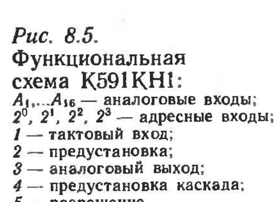


Рис. 8.5.
Функциональная схема К591КН1:
$A_1, ... A_{16}$ — аналоговые входы;
2^0, 2^1, 2^2, 2^3 — адресные входы;
1 — тактовый вход;
2 — предустановка;
3 — аналоговый выход;
4 — предустановка каскада;
5 — разрешение предустановка каскада;
6 — блокировка;
7 — вход синхронизации

ми; произвольная и последовательная выборки; наличие входа «блокировка»; наличие сигнала об окончании цикла последовательного опроса; возможность расширения числа коммутируемых каналов без дополнительных логических элементов и защита логических входов от статического заряда.

Ниже приведена таблица истинности коммутатора К591КН1 (табл. 8.3). Под логическими уровнями микросхемы К591КН1 понимаются логические уровни, инверсные уровням ТТЛ-схем, т. е. «Лог. 0» соответствует напряжение близкое к +5 В, а «Лог. 1» — напряжение близкое к 0 В. Следует отметить, что для любого логического состояния адресных входов микросхемы при наличии импульса «блокировка» все каналы будут закрыты. В табл. 8.4 приведены состояния логических входов при различных режимах работы коммутатора. На тактовый вход схемы необходимо подавать импульс с уровнем «Лог. 1».

При работе микросхемы К591КН1 в режиме произвольной выборки (рис. 8.6,*а*) тактовый (счетный) вход счетчика не

Таблица 8.3

Таблица истинности коммутатора К591КН1

Блокировка	Адресные входы				Канал
	2^3	2^2	2^1	2^0	
0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	1	2
0	0	0	1	0	3
0	0	0	1	1	4
0	0	1	0	0	5
0	0	1	0	1	6
0	0	1	1	0	7
0	0	1	1	1	8
0	1	0	0	0	9
0	1	0	0	1	10
0	1	0	1	0	11
0	1	0	1	1	12
0	1	1	0	0	13
0	1	1	0	1	14
0	1	1	1	0	15
0	1	1	1	1	16
1	*	*	*	*	Все закрыты

* любое логическое состояние.

используется, а сам счетчик работает как 4-разрядный запоминающий регистр. Если осуществляется синхронная запись, то ввод информации производится импульсом («Лог. 1»), поступающим на вывод «предустановка». Введенный код запоминается и изменение кода на адресных входах в отсутствие импульса записи не меняет состояния регистра.

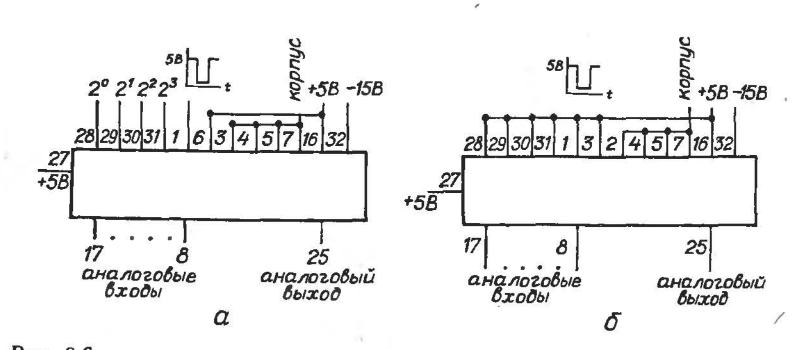


Рис. 8.6.

Схемы включения К591КН1:

а — в режиме произвольной выборки;

б — в режиме последовательной выборки

Таблица 8.4

Состояние логических входов при различных режимах коммутатора

Блокировка	Предустановка	Разрешение предустановки каскада	Предустановкв каскада	Вход синхронизации	Вход тактовый импульс	Режим выборки информации
0	0	1	1	0	0	Последовательный
0	1	1	1	0	0	Произвольный
1	*	*	*	*	*	Блокировка

* — любое логическое состояние.

При асинхронной записи на вывод «предустановка» постоянно поступает разрешающий потенциал («Лог. 1»). Код на адресных входах непрерывно отслеживается регистром и состоянием выходных транзисторов.

Когда коммутатор К591КН1 включается для работы в режиме последовательной выборки информации (рис. 8.6,б), счетчик работает в режиме пересчета импульсов, поступающих на его тактовый вход. Схема последовательно проходит все 16 состояний. Уровень тактовых импульсов соответствует «Лог. 1». При необходимости предустановки некоторого начального состояния счетчика следует подать на адресные входы соответствующий код и записать его с помощью импульса («Лог. 1»), приложенного к выводу «предустановка». Если предустановка счетчика не требуется, то на адресные входы и вывод «предустановка» следует подать сигнал «Лог. 0», подключив его к шине +5 В. Подачей сигнала «Лог. 1» на вход «блокировка» можно в произвольный момент времени запереть все ключи, независимо от состояния счетчика.

Допускается каскадное включение коммутаторов К591КН1, при этом обязательным условием нормальной работы является предварительная установка счетчиков обеих микросхем в одинаковое состояние, а схем управления — в противоположное. Установка начального состояния производится импульсом «Лог. 1», поступающем одновременно на выводы «предустановка» и «разрешение предустановки каскада» микросхем. Так как на адресные входы приложены сигналы «Лог. 0» (+5 В), то счетчики устанавливаются в положение 0000, соответствующее первой строке таблицы истинности. При необходимости можно установить счетчик в любое начальное состояние, но обязательно одинаковое для обеих микросхем. Так как на входы предустановки каскада

схем управления прикладываются противоположные логические уровни, то дешифратор одной микросхемы открыт, а другой — закрыт.

Для совместной работы можно объединять и большее число микросхем. При этом вывод «предустановка каскада» первой микросхемы подключается к шине «земля», а выводы «предустановка каскада» других микросхем — к шине +5 В. Вывод «Вход синхронизации» каждой следующей микросхемы подключается к выводу «выход синхронизации» последующей, а вывод «вход синхронизации» первой соединяется с выводом «вход синхронизации» последней микросхемы. Тем самым схемы управления замыкаются в кольцо, и с каждым циклом происходит передача сигнала «Лог. 1» триггера схемы управления от предыдущей микросхемы к последующей.

Дальнейшей разработкой коммутаторов с цифровым управлением являются микросхемы серии К543. В состав серии входят: схемы К543КН1—16-канальный аналоговый коммутатор с управлением последовательным кодом; К543КН2—16-канальный двухгрупповой аналоговый коммутатор с управлением параллельным кодом; К543КН3— восьмиканальный аналоговый ключ.

Микросхемы этой серии позволяют подключать на один управляющий вход не более двух выходов ТТЛ и КМОП схем. Разрешается подключать к управляющему выходу микросхем серии К543 не более одного входа схем ТТЛ и КМОП серии и одного управляющего входа микросхем серии К543.

8.3. УСИЛИТЕЛИ

Усилители занимают особое место в ряду аналоговых интегральных микросхем. Условно все усилители можно разделить на дифференциальные, операционные, усилители высокой, промежуточной и низкой частот.

Дифференциальные усилители имеют два входа и два выхода. Основная их задача — получить на выходе напряжение, пропорциональное лишь разности потенциалов на входах дифференциального усилителя и не зависящее от их абсолютного значения, от изменения напряжения питания, температуры окружающей среды и других факторов.

Теоретически дифференциальный усилитель не усиливает синфазный и равный по уровню для обоих входов сигнал, так как такой сигнал подавляется в результате вычитания и не влияет на выходное напряжение. Однако практически полного подавления постоянного уровня добиться трудно.

Напряжение на выходе зависит в некоторой степени от синфазного входного напряжения. Это происходит из-за рассогласования параметров интегральных транзисторов и резисторов.

Коэффициент усиления напряжения для дифференциальных усилителей, в зависимости от способа подключения нагрузки, подразделяют на плечевой и дифференциальный. Если нагрузка подключается к одному из выходов схемы и корпусу (несимметричное подключение нагрузки), то реализуется плечевой коэффициент усиления напряжения. При подключении нагрузки между выходами (симметричное подключение нагрузки) реализуется дифференциальный коэффициент усиления напряжения, который равен сумме плечевых коэффициентов усиления напряжения.

Дифференциальные усилители применяются для построения схем смесителей и умножителей частоты, модуляции и детектирования. Интегральные дифференциальные усилители позволяют производить каскадирование по постоянному току, что поставило этот тип усилителей в ряд универсальных базовых элементов для построения аналоговых измерительных приборов и систем. Основные параметры дифференциальных усилителей приведены в табл. 8.5.

Широкие возможности полупроводниковой технологии определили в настоящее время разнообразные схемотехнические приемы построения интегральных усилителей. В полупроводниковых интегральных микросхемах почти нет разделительных конденсаторов и индуктивностей, поэтому они являются широкополосными устройствами, причем верхняя граница полосы пропускания определяется, в основном, частотными характеристиками интегральных транзисторов. Так, усилители, работающие в трактах низкой частоты, имеют полосу пропускания от нуля до 100 ... 1000 Гц, а работающие в трактах промежуточной частоты — от нуля до 30 МГц. На этих усилителях разрабатываются функциональные узлы для аппаратуры различного назначения, в том числе и для измерительной. Основные электрические параметры этого класса усилителей приведены в табл. 8.5. Дифференциальные усилители и усилители высокой, промежуточной и низкой частот широко применяются в телеметрических измерительных системах, в которых измерительная информация передается при помощи модулированных колебаний.

Особое место в измерительной технике занимают операционные усилители (ОУ), которые позволяют реализовать схемы с фиксированными коэффициентами усиления и требуемыми передаточными функциями. ОУ широко используются для построения схем самых различных устройств: стабили-

Таблица 8.5

Основные парраметры дифференцнальных усилителей

Тип	Назначение	Ток потребления, мА	Коэффициент усиления	Входиой ток, мкА	Коэффициент ослабления синфазопомехи, Б	Входное сопротивление, кОм	Выходное напряжение, В	Коэффициент нелинейных напряжений, %	Напряжение источников питания, В	Верхняя частота мГц
К118УД1	Диф.	1,8	15	10	60	6	4	5	±4 ±6,3	1
У118УН1	УПТ	3,5	250	—	—	2	3,8	5	12	5
К118УН2	Каск.	2	25	—	—	1	3,8	5	6,3	5
К157УН1	УНЧ	5	—	—	—	—	3	5	12	—
К174УН3	УНЧ	6	1400	—	—	10	—	1,2	6	—
К174УН5	Усил. мощи.	30	80...120	—	—	10	—	1	12	0,02
К174УН7	Усил. мощн.	15	—	—	—	50	5,5	—	15	0,02
К174УН8	Усил. мощн.	15	4...40	—	—	10	—	10	12	0,02
К174УР1	Усил. огран.	20	—	—	—	—	—	2	12	6,5
К174УР2	УПЧ	50	—	—	—	—	4,2	—	12	35
К174УР3	УПЧ	12	—	—	—	3,9	—	2	6	15
К175УВ1	Шир. полос.	4	10	—	—	1	—	10	6,3	—
К175УВ2	Диф.	3,5	1	—	60	1	3,5	—	6	55
К175УВ3	Шир. полос.	2	—	—	—	0,75	—	—	6	3
К175УВ4	Диф.	3	—	—	60	—	2	—	6	150
К198УТ1	Диф.	5	70	20	70	5	2,5	—	±6,3	0,7
К198УН1	Диф.	6	4	—	—	3,3	2	10	±6,3	1
К538УН1	Унив.	6	10^5	—	62	50	—	0,05	12...18	10
К548УН1	Двух-каи.	8	2.10^5	—	—	—	15	0,05	18	20

заторов напряжения, генераторов сигналов, активных фильтров, масштабирующих, логарифмирующих, дифференцирующих, интегрирующих и других типов усилителей. Стандартный ОУ общего применения может использоваться примерно в 150 схемах включения.

Принципиальные схемы ОУ состоят из ряда базовых схемотехнических элементов: генераторов стабильного тока, дифференциальных усилителей, опорных элементов, каскадов сдвига уровня оконечных усилителей и схем их защиты. Эти элементарные схемы подробно описаны в литературе [8.7, 8.10, 8.15].

Операционный усилитель является высокочувствительным элементом, усиливающим как полезные сигналы, так и

сигналы помех (внешние наводки и собственные шумы). Наличие инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ позволяет в ряде случаев значительно ослабить уровень помехи. Усилитель с обычным входом в одинаковой степени усиливает полезные сигналы и помехи, не изменяя соотношения между ними. В усилителе же с дифференциальным входом синфазные сигналы помехи усиливаются в одно и то же число раз как с инвертирующего, так и с неинвертирующего входа. В результате они ослабляют друг друга пропорционально коэффициенту ослабления синфазного сигнала.

В зависимости от способа съема с выхода и подачи на вход сигнала отрицательной обратной связи на базе ОУ реализуются четыре типа усилителей [8.7]: усилитель напряжения, усилитель тока, усилитель переходного сопротивления (трансформатор сопротивления) и усилитель переходной проводимости (трансформатор проводимости). Кроме того, различают инвертирующее и неинвертирующее включение ОУ. При включении ОУ в качестве инвертирующего усилителя фаза выходного сигнала сдвигается на 180 град. относительно фазы входного сигнала. Это включение ОУ является основным.

Неинвертирующее включение ОУ применяется в тех случаях, когда необходимо согласовать источник, обладающий высоким сопротивлением, со схемой обработки сигнала, имеющей низкое входное сопротивление. В этом случае фаза выходного сигнала повторяет фазу входного.

В результате развития схемотехнических и технологических решений разработан ряд полупроводниковых ОУ, которые можно условно разделить на четыре группы [8.12]: ОУ общего применения, которые позволяют строить узлы аппаратуры, имеющие суммарную погрешность на уровне 1 %; прецизионные ОУ, которые имеют очень большой коэффициент усиления, а также гарантированные малые уровни дрейфов и шумов, что обеспечивает реализацию узлов, работающих с погрешностью не более десятых долей процента; быстродействующее ОУ, предназначенные для построения широкополосных усилителей со скоростью нарастания выходного напряжения более 20 В/мкс, и микромощные ОУ, которые потребляют от источников питания ток менее 1 мА.

К первой группе относятся ОУ 140УД1, 140УД5, 140УД2, 140Д6, 140УД7, 140УД8, 140УД9, 140УД18, 140УД20, 153УД1, 153УД2, 153УД3, 153УД6, К544УД1, К551УД1, К551УД2, К553УД1, К553УД2, К553УД3, К1401УД1, К1401УД2, К1407УД1, К1407УД2, К1408УД2, К1409УД1.

Ко второй группе — прецизионных ОУ — относятся 140УД14, 140УД17 и 153УД5.

Таблица 8.6

Основные параметры операционных усилителей

Тип операционного усилителя	Напряжение источников питания, $U_п$, В	Напряжение смещения нуля, $U_{см}$ мВ	Дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см}/\Delta T$, мкВ/°С	Входной ток $I_{вх}$, нА	Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, нА	Дрейф разности входных токов $\Delta I_{вх}/\Delta T$, нА/°С	Коэффициент усиления, $K_и$	Коэффициент ослабления синфазной помехи, Кос	Скорость нарастания выходного напряж., В/мкс	Частота единичн. усиления, МГц	Входное сопротивление, кОм	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Ток потребления, мА
140УД1 А	±6,3	7	20	$5\cdot10^3$	$1,5\cdot10^3$	30	900...4000	60	0,2	5	4	±1,5	±3	4,2
140УД1 Б	±12,6			8·103			2000...10^4		0,5				±6	
140УД2	±12,6	5	20	700	200	3	$35\cdot10^3$	80	0,12	2	300	±4	±10	16
140УД5 А	±12	7	45	800	200	1,5	11000	60	3	15	150	—	±8	5
140УД5 Б		4,5	6	10^3	150	5	11000	80	6		100			10
140УД6 А	±15	5	20	30	10	0,1	$7\cdot10^4$	80	2,5	1	$3\cdot10^3$	±11	±12	2,8
140УД6 Б		8	40	50	15	0,3	$5\cdot10^4$	70	2					
140УД7	±15	4	6	200	50	0,4	$5\cdot10^4$	70	10	0,8	400	±12,4	±11,5	2,8
140УД8 А	±15	50	50	0,1	0,1	—	$5\cdot10^4$	70	2	1	—	±10	±10	3
140УД8 Б		100	100	0,5			$2\cdot10^4$		5					5
140УД9	±12,6	5	15	350	10	3	$35\cdot10^3$	80	0,2	1	300	—	±10	8
140УД10	±15	4	—	250	50	—	$5\cdot10^4$	80	50	15	1000	—	±11	8
									20					
140УД11	±15	10	—	250	50	—	$25\cdot10^3$	70	20	15	—	—	±12	8
140УД12	±1,2...18	5	3	7,5	3	—	$5\cdot10^4$	70	0,03	1	$5\cdot10^3$	±1	±2	0,02
				50	15		10^5		0,8		$5\cdot10^4$	10	10	0,15
140УД13	±15	50	0,5	0,5	0,2	0,003	0,01	90	—	10^{-2}	$5\cdot10^4$	±10	±1	2
140УД14	±15	2	20	2	0,2	0,02	$25\cdot10^3$	70	0,2	0,5	$3\cdot10^4$	—	±13	0,6
140УД17	±15	20	0,2	0,15	0,05	10^{-3}	$5\cdot10^8$	160	2,5	3	10^5	±12	—	3,5
140УД18	±15	10	—	1,0	0,2	—	$5\cdot10^4$	80	5	2,5	—	±10	±11	4
140УД20	±15	6	—	200	50	—	$5\cdot10^4$	70	0,3	0,55	400	±14	±14	3,5

Продолжение табл. 8.6

Тип операционного усилителя	Напряжение источников питания, $U_п$, В	Напряжение смещения нуля, $U_{см}$ мВ	Дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см}/\Delta T$, мкВ/°С	Входной ток $I_{вх}$, нА	Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, нА	Дрейф разности входных токов $\Delta I_{вх}/\Delta T$, нА/°С	Коэффициент усиления, $К_u$	Коэффициент ослабления синфазной помехи, Кос	Скорость нарастания выходного напряж., В/мкс	Частота единичн. усиления, МГц	Входное сопротивление, кОм	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Ток потребления, мА
140УД21	±15	60	0,6	0,1	0,5	$4\cdot10^{-3}$	10^6	120	2,5	3	—	±10	±10	5
140УД22	±15	10	—	0,2	0,05	—	$25\cdot10^4$	80	12	5	—	±10	±11	0,01
140УД23	±15	5	—	0,1	0,02	—	$5\cdot10^4$	80	30	20	2	±12	—	7
153УД1	±15	5	30	600	250	17	$2\cdot10^4$	65	0,06	1	100	±5	±10	6
153УД2	±15	0,5	20	500	200	2	$2\cdot10^4$	70	0,5	1	300	±30	±11	3
153УД3	±15	2	10	200	50	3	$3\cdot10^4$	80	0,2	1	300	±8	±10	3,6
153УД4	±6	5	50	400	15	3	$2\cdot10^3$	70	0,1	1	200	2	±4	0,8
153УД5	±15	2,5	5	125	35	0,5	$125\cdot10^3$	94	$5\cdot10^{-3}$	0,1	10^3	±5	±10	2
153УД6	±15	2	15	75	10	—	$5\cdot10^4$	80	0,5	0,7	—	—	±10	3
154УД1	±15	3	—	20	10	—	$2\cdot10^5$	86	10	—	—	—	±11	0,12
154УД2	±15	2	20	100	20	—	10^5	86	150	—	—	—	±10	6
154УД3	±15	9	—	225	30	—	$8\cdot10^3$	80	80	—	—	—	±9,5	7
154УД4	±15	6	—	120	300	—	$8\cdot10^3$	74	400	—	—	—	±10	6
К544УД1 А	±15	30	30	0,15	0,05	$5\cdot10^{-2}$	$5\cdot10^4$	64	2	1	10^4	±10	±10	3,5
Б		50	100	1		$2\cdot10^4$								
К544УД2 А	±15	30	50	0,1	0,1	—	$2\cdot10^4$	70	20	15	—	±10	±10	7
Б		50	100	0,5			10^4							
КМ551УД1 А	±15	1,5	10	100	20	1	$5\cdot10^5$	100	—	—	—	—	±10	5
Б		2,5		125	35		$2,5\cdot10^5$	94						
КМ551УД2 А	±15	5	—	$2\cdot10^3$	10^3	—	$5\cdot10^3$	70	—	—	—	—	±10	10
Б														
К553УД1 А	±15	7,5	10	1,5·103	500	0,8	$15\cdot10^3$	65	0,2	1	100	±8	±10	6
Б		2		200	50		$25\cdot10^3$							3,6

Продолжение табл. 8.6

Тип операционного усилителя	Напряжение источников питания, $U_п$, В	Напряжение смещения нуля, $U_{см}$ мВ	Дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см}/\Delta T$, мкВ/°C	Входной ток $I_{вх}$, нА	Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, нА	Дрейф разности входных токов $\Delta I_{вх}/\Delta T$, нА/°C	Коэффициент усиления, K_u	Коэффициент ослабления синфазной помехи, Кос	Скорость нарастания выходного напряж., В/мкс	Частота единичн. усиления, МГц	Входное сопротивление, кОм	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Ток потребления, мА
К553УД2	±15	7,5	20	$2\cdot10^3$	500	2	$2\cdot10^4$	70	0,5	1	300	±12	±10	6
К553УД3	±15	2	10	200	50	3	$3\cdot10^4$	80	0,2	1	300	±8	±10	3
К574УД1	±15	20	30	0,5	0,2	—	150	80	90	18	10^9	±15	±10	5,5
К1401УД1 А	±5	5	35	150	30	—	$2\cdot10^3$	70	0,5	2,5	100	—	2,8	8,5
Б	15												12,5	
К1401УД2	3...33 / ±1,5...16	5	30	150	30	—	$5\cdot10^4$	70	0,5	—	$5\cdot10^4$	—	12	3
К1407УД1	±12	6	—	10^4	$2\cdot10^3$	—	10^4	70	25	20	—	—	3	8
К1407УД2	±12	5	—	15	5	—	$5\cdot10^4$	70	0,5	3	—	—	—	0,1
К1407УД3	±(2...12)	5	—	$5\cdot10^3$	10^3	—	10^4	76	—	—	—	—	±3	2
КР1408УД1 А	±27	8	—	40	10	—	$7\cdot10^4$	70	1,5	0,5	—	±34	±21	5
Б		10		50	15		$5\cdot10^4$							
К1408УД2	±15	5	—	200	50	—	$5\cdot10^4$	70	0,3	0,8	400	±12	±11,5	2,8
К109УД1 А	15	15	—	0,05	0,03	0,2	$2\cdot10^5$	70	4	—	—	±10	±1	6
Б	±5			0,01									+2,5	2,5

Быстродействующие ОУ третьей группы состоят из 140У1Д10, 140УД11, 154УД3, 154УД4, К544УД2 и К574УД1, а к четвертой относятся 153УД4 и 140УД12. Отдельно в ряду усилителей стоит 140УД13, который представляет собой дифференциальный предусилитель постоянного тока типа МДМ (с модуляцией, последующим усилением и демодуляцией сигнала) и КР1408УД1 — универсальный высоковольтный ОУ. Параметры рассмотренных отечественных операционных усилителей приведены в табл. 8.6.

При выборе ОУ для использования в измерительных системах прежде всего определяется нужная группа усилителей. Выбор группы производится из анализа требований к измерительной системе и задач, которые должен решать в ней ОУ. Затем на основании табл. 8.6 выбирается ОУ из группы усилителей данной группы.

Для повышения миниатюризации аппаратуры многие ОУ имеют свои аналоги в бескорпусном варианте (табл. 8.7). Это позволяет располагать бескорпусные ОУ рядом с первичным преобразователем и получать минимальные габаритные размеры для датчиков. Схемы включения бескорпусных ОУ аналогичны их корпусным аналогам.

Таблица 8.7

Бескорпусные ОУ и их аналоги в корпусном исполнении

Условное обозначение	Серия корпусных ОУ
710 УД1-1	153 УД4
740 УД1А-1	153 УД1А
740 УД1Б-1	153 УД1Б
740 УД5-1	153 УД2
740 УД4-1	140 УД6
740 УД3-1	140 УД1

При практическом использовании ОУ возникает необходимость подключения дополнительных цепей. Схемы включения и параметры цепей частотной коррекции ОУ приведены в табл. 8.8. Так как уменьшение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью достигается за счет увеличения глубины обратной связи, то чем он меньше, тем эффективнее должна быть коррекция частотной характеристики ОУ. Поэтому в табл. 8.8 приведены параметры цепей коррекции для различных значений коэффициента усиления.

Практика применения вспомогательных цепей ОУ, а также методы коррекции параметров ОУ широко описаны в

литературе [8.1, 8.7, 8.11, 8.15] и поэтому в данной работе не рассматриваются.

Важным является вопрос сопряжения датчиков с входом ОУ или же сопряжение первичного измерительного преобразователя с последующими функциональными узлами. Будем считать, что вопросы защиты от проникновения внешних наводок в схему или подавления помех, генерируемых в отдельных частях устройства, уже решены [8.7, 8.8]. Рассмотрим способы подавления помехи в случае, когда она присутствует во входных цепях измерительной системы.

Напряжение синфазной помехи обычно возникает из-за наличия разности потенциалов между точками заземления датчика и самой измерительной схемы. Часто оно обусловлено гальванической связью источника сигнала с какой-либо точкой схемы, находящейся под некоторым потенциалом относительно нулевой шины (земли) измерительной системы; в других случаях эта связь может носить преимущественно емкостной характер и тогда сигнал синфазной помехи не имеет постоянной составляющей. На практике, в основном, приходится иметь дело с сигналом синфазной помехи, содержащим как постоянную, так и переменную составляющие. Напряжение дифференциальной помехи возникает, главным образом, за счет асимметрии входных цепей измерительной системы и линий связи между датчиком и измерительной системой, т. е. за счет перехода синфазной помехи в дифференциальную. Дополнительным источником дифференциальных напряжений помехи могут быть термоэлектрнческие потенциалы в цепях из разнородных металлов и индуктивные наводки на контур линий связи [8.8]. Обычно термо-э. д. с. уравновешивают друг друга (контактные пары оказываются попарно встречно-включенными), однако необходимым условием компенсации является равенство температур контактных пар и отсутствие в них окисных пленок, так как они имеют очень высокие термоэлектрические способности.

Так как дифференциальная помеха приложена ко входу измерительной системы аналогично входному сигналу, то основной проблемой, связанной с подавлением помех, является ослабление напряжения синфазной помехи, ($U_{сп}$) до его перехода в дифференциальную помеху ($U_{дп}$). Отношение $U_{сп}/U_{дп}$ является коэффициентом ослабления синфазной составляющей (Косс).

$$К_{осс}=20\,lg\,U_{сп}/U_{дп}.$$

Типовые схемы включения ОУ *Таблица 8.8*

№	Включение	Параметры внешних цепей
1	2	3

1.

140УД1

$K_{ос}$	R_2 кОм	$C_к$ пФ	$R_к$ Ом
1	1	10^3	75
10	10	510	320
100	10^2	10^2	620
>100	10^3	10^2	620

2.

140УД2
$R1=0,1$ кОм; $R2=0,2$ кОм, $C5=33$ нФ

$K_{ос}$	C1 мкФ	C2 нФ	C3 нФ	C4 нФ
+1	1	6,8	15	2,2
−1	0,1	3,3	6,8	1,2
−10	0,25	2,2	6,8	0,75
−100	—	2,2	6,8	0,75

3.

140УД5

$K_{ос}$	E, В	C1 пФ	C2 пФ	C3 пФ
1	±12	10(13)	10(15)	5(45)
	±6	5,1(10)	5,1(10)	51(27)
>10	±12... ...±6	430	0	0

4.

140УД6 140УД7 (140УД8)

$R+1\div 10$ кОм

В 140УД7 допускается включение $C\approx 70\div 150$ пФ между выводами 2—8, тем самым увеличивается скорость нарастания выходного напряжения до 20 в/мкс

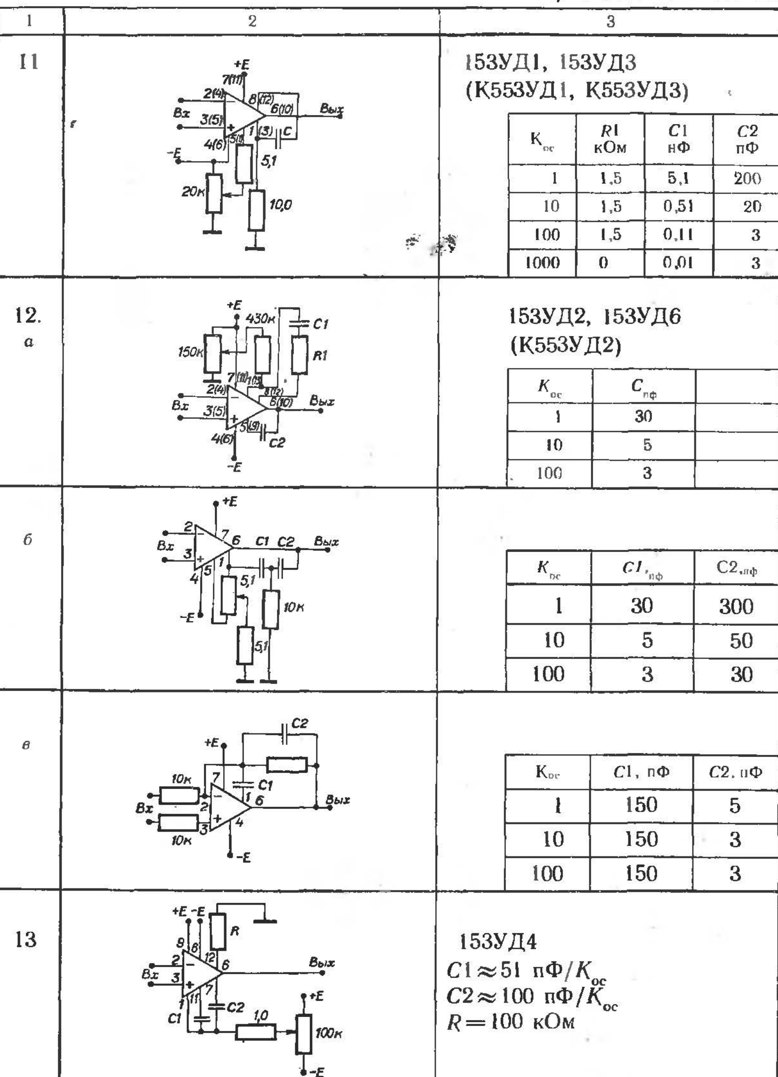
В 140УД8 вывод *1* необходимо заземлить

5.

140УД9

$C1=15\ 000$ пФ
$C2=0,1$ мкФ

<table>
<tr><th>№</th><th>Включение</th><th>Параметры внешних цепей</th></tr>
<tr><td>1</td><td>2</td><td>3</td></tr>
<tr><td>6.</td><td></td><td>140УД10, 140УД11
$R1=3$ кОм, $R2=R3=200$ кОм,
$C1=0{,}1$ мкФ
Подключается при инвентирующем включении для увеличения скорости нарастания выходного напряжения до 150 В/мкс</td></tr>
<tr><td>7.</td><td></td><td>140УД12
$R2=100$ кОм
<table>
<tr><td>Е ±</td><td>I_{R1}</td><td>мкА</td></tr>
<tr><td>В</td><td>1,5</td><td>15</td></tr>
<tr><td>1,5</td><td>$R1=1{,}7$ МОм</td><td>170 кОм</td></tr>
<tr><td>3</td><td>3,6 МОм</td><td>360 кОм</td></tr>
<tr><td>6</td><td>7,5 МОм</td><td>750 кОм</td></tr>
<tr><td>15</td><td>20 МОм</td><td>2 МОм</td></tr>
</table></td></tr>
<tr><td>8.</td><td></td><td>140УД13
<table>
<tr><td>$f_{гр.}$ кГц</td><td>$f_{мод.}$ кГц</td><td>C1 пФ</td><td>C2 мкФ</td><td>C3 мкФ</td></tr>
<tr><td>1</td><td>1</td><td>2400</td><td>0,1</td><td>0,15</td></tr>
<tr><td>3</td><td>3</td><td>750</td><td>0,03</td><td>0,047</td></tr>
<tr><td>10</td><td>10</td><td>24,0</td><td>0,01</td><td>0,015</td></tr>
<tr><td>30</td><td>30</td><td>75</td><td>$3\cdot10^{-3}$</td><td>$4{,}7\cdot10^{-3}$</td></tr>
</table></td></tr>
<tr><td>9.</td><td></td><td>140УД17
140УД18
140УД21
140УД22
140УД22
140УД23</td></tr>
<tr><td>10.</td><td></td><td>140УД14
$C_к=30$ пФ$/K_{ос}$
если $K_{ос}\geqslant10$, то $C_к=3$пФ</td></tr>
</table>



Продолжение табл. 8.8

1	2	3
11		153УД1, 153УД3 (К553УД1, К553УД3)
12. а		153УД2, 153УД6 (К553УД2)
б		
в		
13		153УД4

11. 153УД1, 153УД3 (К553УД1, К553УД3)

$K_{ос}$	R1 кОм	C1 нФ	C2 пФ
1	1,5	5,1	200
10	1,5	0,51	20
100	1,5	0,11	3
1000	0	0,01	3

12. а. 153УД2, 153УД6 (К553УД2)

$K_{ос}$	$C_{пф}$	
1	30	
10	5	
100	3	

б

$K_{ос}$	$C1$, пф	C2, пф
1	30	300
10	5	50
100	3	30

в

$K_{ос}$	C1, пФ	C2, пФ
1	150	5
10	150	3
100	150	3

13. 153УД4

$C1 \approx 51$ пФ$/K_{ос}$

$C2 \approx 100$ пФ$/K_{ос}$

$R = 100$ кОм

Продолжение табл. 8.8

<table>
<tr><th>1</th><th>2</th><th>3</th></tr>
<tr><td>14.</td><td></td><td>153УД5
<table>
<tr><th>K_{oc}</th><th>R1 Ом</th><th>R2 Ом</th><th>C1 мкФ</th><th>C2 мкФ</th></tr>
<tr><td>1</td><td>10</td><td>39</td><td>0,05</td><td>0,02</td></tr>
<tr><td>10</td><td>27</td><td>270</td><td>0,05</td><td>10^{-4}</td></tr>
<tr><td>100</td><td>47</td><td>0</td><td>10^{-2}</td><td>0</td></tr>
<tr><td>10^3</td><td>470</td><td>0</td><td>10^{-3}</td><td>0</td></tr>
<tr><td>$\geqslant 10^4$</td><td>10^4</td><td>0</td><td>$5\cdot10^{-5}$</td><td>0</td></tr>
</table></td></tr>
<tr><td>15.</td><td></td><td>К154УД1
$R=1$ МОм</td></tr>
<tr><td>16.</td><td></td><td>К154УД4
$C=23-10$ пФ</td></tr>
<tr><td>17.</td><td></td><td>К544УД1
$R=10-150$ кОм</td></tr>
<tr><td>18.</td><td></td><td>К544УД2
$R=150$ кОм, $C=0,5\div50$ пФ при $K_{oc}=1$;
при $K_{oc}\geqslant20$ выводы 1 и 8 свободны;
при $K_{oc}\leqslant20$ выводы 1 и 8 перемкнуть</td></tr>
<tr><td>19.</td><td></td><td>К574УД1
$R=100-200$ кОм
$R2=3-5$ МОм,
$C=10-30$ пФ
Вывод *1* необходимо заземлить</td></tr>
</table>

1	2	3
20.		КР1408УД1 $R=1-10$ кОм
21.		КР1408УД2 $R1=R2=10$ кОм
22.		К1401УД1, 1401УД2 Счетверенные ОУ. К1401УД2 может работать при однополярном питании
23.		К1407УД2 К1409УД1 1, 5— баланс 8— коррекция

Основным методом увеличения КОСС является симметрирование входных цепей измерительных систем и увеличение полных входных сопротивлений. Это можно проиллюстрировать на конкретных схемах, выполненных на ОУ. На рис. 8.7,*а* показана дифференциальная схема усиления сигналов постоянного тока. Предельное значение КОСС в ней определяется собственным КОСС ОУ и классом точности масштабных резисторов R_1, ..., R_4 [8.14]. Значения сопротивлений R_1 ... R_4 ограничены по максимуму из-за наличия разности входных токов смещения. Действительно, погрешность от входных токов определяется произведением их разности на значение входного сопротивления.

Высокий КОСС трудно обеспечить в усилителе с изменяющимся коэффициентом усиления. Поддержать равенство сопротивлений резисторов R_3 и R_4 во всем диапазоне регулирования усиления можно только применением спаренных прецизионных потенциометров с одинаковыми характеристи-

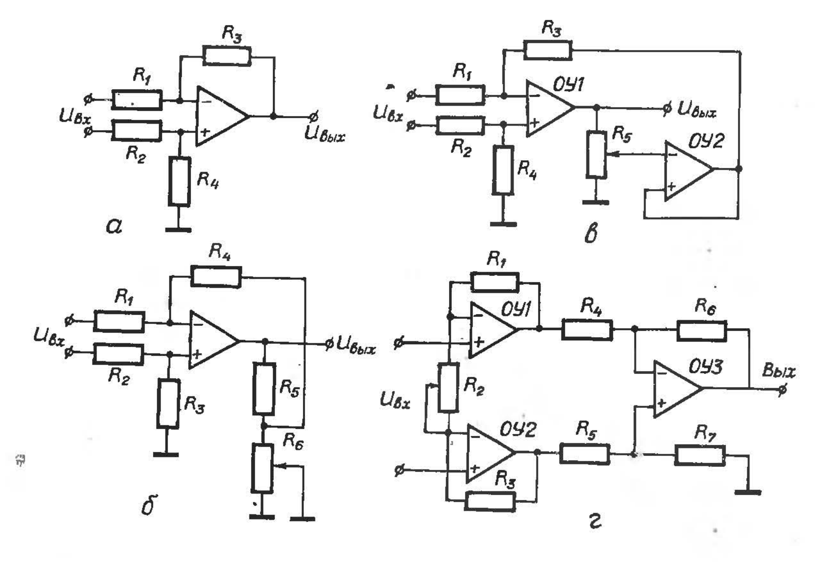


Рис. 8.7.
Дифференциальные схемы на ОУ.

ками изменения сопротивления. Если же сопротивления будут отличаться, то по мере их расхождения возрастут погрешности, связанные с усилением синфазных помех. Из-за сложности согласования перемещения ползунков практически невозможно заменить R_3 и R_4 спаренным переменным резистором и сохранить $К_{осс} \approx 60$ дБ во всем диапазоне регулировки. Поэтому в случае перестраиваемого коэффициента усиления лучше применять схему, приведенную на рис. 8.7,*б*. Здесь коэффициент усиления регулируется одним переменным резистором желательно многооборотным типа СП5-14. Выходной делитель, состоящий из резисторов R_5 и R_6 (потенциометр), изменяет выходное напряжение пропорционально отношению $(R_5+R_6)/R_6$. При этом одновременно поддерживается равенство входного тока и тока обратной связи. Чем меньше значение сопротивления резистора R_6, тем выше должен быть входной сигнал усилителя для балансировки этих токов. Усиление может меняться в пределах 10...2000 раз без появления погрешностей из-за изменения уровня синфазной помехи, обеспечивающейся соотношением $R_6 \leqslant R_3$. Эти усилители могут быть реализованы на микросхемах серии 153 и 140. Более совершенный принцип регулирования коэффициента усиления использован в схеме (рис. 8.7,*в*) на двух операционных усилителях. Усиление изменяется нелинейно в зависимости от положения движка переменного ре-

зистора, но зато требуется только четыре точных резистора с одинаковыми номинальными значениями сопротивления. Схема проста в настройке.

Значительно лучшие параметры имеет схема рис. 8.7*г*, в которой глубина отрицательной обратной связи обоих входных ОУ оказывается одинаковой, а резистор дает возможность регулировать усиление. В этой схеме разбаланс входных сопротивлений для синфазных составляющих определяется уже не только входными сопротивлениями усилителей ОУ1 и ОУ2, сколько утечками в линиях связи между неинвертирующими входами ОУ1 и ОУ2 и шинами питания этих усилителей. Допустимое значение суммы сигнала и синфазной помехи здесь также ограничено допустимым уровнем сигналов на входе ОУ. Приведенные схемы можно выполнить на ОУ 140УД12, 140УД14, 153УД5, К554УД1 и К1408УД2. При использовании в этих схемах дифференциальных ОУ сумма значений сигнала и синфазной помехи должна быть меньше допустимого входного синфазного напряжения ОУ, составляющего 5...15 В. КОСС рассмотренных схем определяется точностью применяемых резисторов, что ограничивает возможности увеличения КОСС. Для получения более высоких значений КОСС используются схемы гальванического разделения [8.7].

Особое место занимает вопрос подключения входного экранированного кабеля между измерительной системой с ОУ на ее входе и датчиком с выходным сопротивлением R_g [8.1]. При передаче входного сигнала по экранированному кабелю экран необходимо соединить с входным ОУ, как показано на рис. 8.8. Вследствие того, что напряжение на паразитной емкости кабеля $C_п$ практически постоянно при любом $U_{вх}$, она не влияет на время установления выходного напряжения.

Рассмотрим несколько схем подключения различных датчиков к входам ОУ. ОУ позволяют усиливать сигналы от фотодиодов и фоторезисторов, у которых, в зависимости от освещенности, меняется выходное сопротивление. Если для этой цели использовать ОУ 153УД2, схемы включения которого приведены в табл. 8.8, то напряжение на фотоэлементах не будет изменяться, и потому выходной ток будет строго пропорционален уровню освещенности; кроме того, из-за низкоомной нагрузки, подключенной в точке суммирования (вывод 2), значительно повышается скорость их работы. Фоторезистор и фотодиод включаются между отрицательным источником питания и выводом *2*. Причем, фотодиод имеет обратное включение. Между выводами *2* и *6* включается резистор, а неинвертирующий вывод *(3)* подключается к

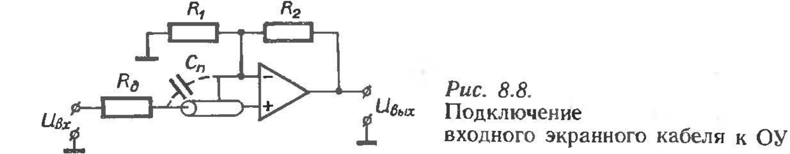


Рис. 8.8. Подключение входного экранного кабеля к ОУ

общей шине. Входное напряжение схемы определяется как произведение тока, протекающего через резистор или фотоэлемент, и сопротивления резистора.

В случае, когда один из контактов фотодиода заземляется, возможны следующие схемы его включения на ОУ 140УД1. При малом входном сопротивлении фотодиода применяется схема включения, реализованная с учетом типового включения ОУ 140УД1 (п. 1, табл. 8.8). Фотодиод включен между корпусной шиной и выводом *10*, параллельно ему включается резистор 10 кОм. Вывод *9* через резистор 5,1 кОм соединяется с корпусной шиной и через резистор $R_2 = 51$ кОм с выходом ОУ вывод 5. Кроме того, вывод *3* ОУ через $C = 4700$ пФ соединяется с корпусной шиной.

При малой освещенности фотодиода его выходное сопротивление может быть порядка 20 МОм. Поэтому необходимо применить согласующий каскад между фотодиодом и входом ОУ 140УД1А — повторителем напряжения. Повторитель напряжения, выполненный на полевом транзисторе *VT*1 (КП103) и биполярном транзисторе *VT*2 (КТ312), обладает высокой стабильностью и нечувствителен к изменению питающих напряжений и сопротивлений резисторов.

Потенциал коллектора транзистора *VT*2 близок к нулю (0...0,5 В) относительно общей точки. Так как выходное сопротивление повторителя напряжения мало (порядка 20... 30 Ом), то нагрузочное сопротивление может быть выбрано сравнительно малым (470 Ом). При указанных на схеме (рис. 8.9) значениях сопротивлений резисторов коэффициент усиления составляет 100, а постоянная составляющая на выходе усилителя составляет 700 мВ.

Мостовые источники сигналов широко используюся для обнаружения малых приращений одного из резисторов моста. Для построения такой измерительной схемы можно подключить к выходной диагонали мостовой схемы дифференциальный усилитель. Но в ряде случаев при применении мостовых измерительных схем стремятся решать дополнительные задачи, такие как исключение влияния соединительных линий и коррекции погрешностей от нелинейностей.

Пример построения схемы усилителя сигнала терморе-

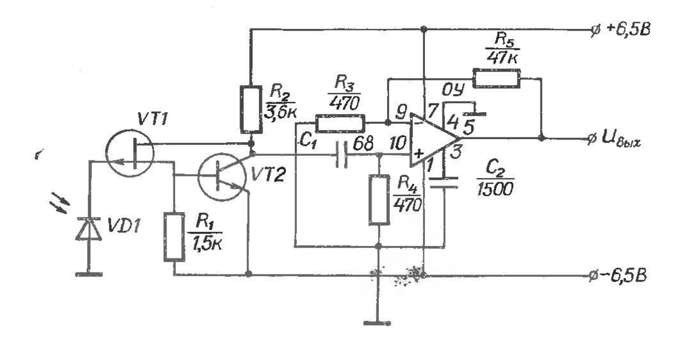


Рис. 8.9.
Усилятель сигнала фотодиода

зистора на ОУ 140УДБ приведен на рис. 8.10. Значения сопротивлений мостовой схемы $R_1 = R_2 = R_3 = R_t =$ 2,2 кОм, а резисторы, включенные в цепи ОУ обладают сопротивлением $R_4 = 47$ Ом и $R_5 = 12$ кОм.

Сопротивление терморезистора является нелинейной функцией температуры и для линеаризации этой зависимости обеспечивают обратно пропорциональное изменение коэффициента усиления чувствительности терморезистора.

С увеличением температуры сопротивление R_t уменьшается, а коэффициент усиления ОУ увеличивается. Этот эффект и обеспечивает почти линейную зависимость выходного напряжения ОУ от температуры. Кроме описанной схемы, возможны и другие включения мостовых схем. Так, вместо R_1 применяется второй терморезистор, а второй конец диагонали питания моста подключается к источнику отрицательного напряжения.

Если же мост является низкоомным, то в схему, приведенную на рис. 8.10, необходимо ввести дополнительно три резистора, которые включаются возле 10-го вывода ОУ [8.15].

В аналоговой измерительной технике очень часто необходимо усиливать сигналы с одновременным исключением постоянной составляющей. Это бывает в тех случаях, когда требуется усилить напряжение от незаземленного источника сигнала и получить его на выходе схемы относительно уровня земли или другого уровня.

Наиболее простой способ реализации такой схемы основан на использовании ОУ в дифференциальном включении. Схема реализуется на ОУ 153УД2 (см. табл. 8.8, п. 11, *а*). В типовое включение ОУ внесены следующие добавления: вывод *2* соединен через резистор 1 кОм с положительным

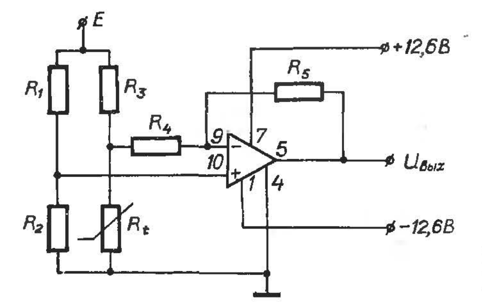


Рис. 8.10.
Усилитель сигнала терморезистора

источником питания; вывод *3* соединен через резистор 10 кОм с корпусной шиной и через резистор 1 кОм с выходом источника сигнала (датчиком), второй выход которого соединен с положительным источником питания. Схема имеет два существенных недостатка: источник сигнала нагружен на низкоомный входной делитель, подключенный к неинвертирующему входу (вывод *3*); резисторы в цепи обратной связи должны тщательно подбираться для предотвращения погрешности на выходе усилителя, связанной с наличием входного синфазного сигнала. Эти недостатки устраняются, если применить схему на двух ОУ (рис. 8.11). Включенный на выходе ОУ 153УД2 полевой транзистор создает падение напряжения на резисторе обратной связи R_1, равное выходному сигналу. Падение напряжения на другом резисторе обратной связи R_2 равно входному напряжению, умноженному на отношение R_2/R_1. При этом ослабление синфазного сигнала схемы определяется коэффициентом ослабления ОУ и не зависит от точности подбора резисторов. Эмиттерный повторитель обеспечивает низкое выходное сопротивление первого ОУ. Использование на входе схемы ОУ типа 153УД2 обеспечивает ее работоспособность тогда, когда смещение входного напряжения достигнет уровня положительного источника питания 15 В. Вспомогательные цепи на схеме не указаны, они соответствуют типовому включению ОУ, которые приведены в табл. 8.8.

На базе двух и более ОУ строятся точные измерительные усилители, которые обеспечивают получение таких характеристик усилителей, реализация которых в одном ОУ практически невозможна.

На рис. 8.12 показана схема точного измерительного усилителя [8.14], выполненная на МДМ-усилителе 140УД13 (ОУ1) и двух микросхемах 140УД7 (ОУ2 и ОУ3). Один из ОУ (ОУ2) увеличивает коэффициент усиления усилителя переменного напряжения, входящего в структуру МДМ,

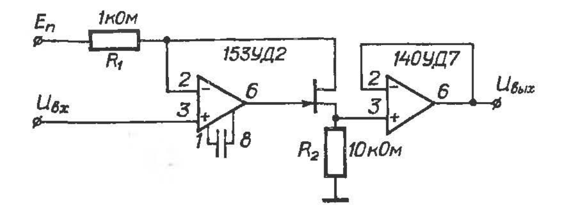


Рис. 8.11. Усилитель со сдвигом постоянного уровня сигнала

а второй (ОУЗ) — служит для сглаживания пульсаций и увеличения выходного сигнала. У рассмотренного выше усилителя есть один существенный недостаток — узкая полоса пропускания. Верхняя граница полосы пропускания (по уровню 0,7) у усилителей МДМ не превосходит обычно 10...20 % частоты коммутации [8.5]. Так как частота коммутации, как правило, составляет 0,5...2,5 кГц (иногда до 5 кГц), то усилители МДМ могут применяться лишь для сигналов, лежащих в частотной полосе от нуля до 1 кГц. Если же речь идет об измерительных усилителях, для которых частотная погрешность не должна превышать 0,5 %, то рабочая полоса усилителя МДМ оказывается еще меньшей.

Для расширения полосы пропускания прецизионного измерительного усилителя в рассмотренную схему (рис. 8.12) вводится еще один ОУ 140УД6. Входом прецизионного измерительного усилителя являются входы ОУ1 (140УД13) и 140УД6, инвертирующие (выводы *2*) и неинвертирующие (выводы *3*), входы которых соединены между собой. Выходом всей схемы усилителя является выход ОУ140УД6 (вывод *6*). Вывод *1* усилителя 140УД6 через резистор 5 кОм соединен с выводом *4* и через резистор в 1,0 МОм с выходом ОУЗ (вывод *6*). В схеме прецизионного измерительного усилителя ОУ2 и ОУЗ представляют собой микросхемы 140УД14. Резистор R_1 и конденсатор C_1 не используются, а резистор R_3 составляет 1,0 МОм.

Если же в схеме точного измерительного усилителя (рис. 8.12) разорвать отрицательную связь с выхода усилителя (вывод *6* ОУЗ) на его вход (вывод 2 ОУ1) и неинвентирующий вход ОУЗ через резистор сопротивлением в 100 кОм соединить с корпусной шиной, а резистор R_1 исключить, то при подаче на его вход (выводы *2* и *3* ОУ1) сигнала измерительный усилитель обеспечит усиление с коэффициентом, превышающим 10^8.

Очень часто в измерительных приборах требуется исключить зависимость выходного тока от сопротивления нагрузки. В этом случае применяются стабилизаторы тока или уси-

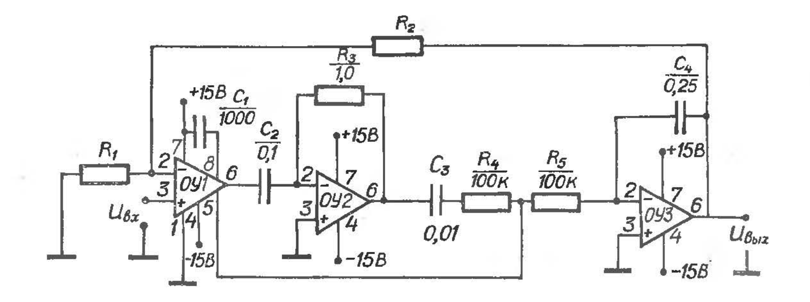


Рис. 8.12.
Точный измерительный усилитель

лители с токовым выходом. Описания подобных схем имеются в работах [8.5, 8.10, 8.11, 8.15].

Одна из схем, которая может работать как стабилизатор тока и как источник тока, управляемый напряжением, приведена на рис. 8.13. Схема выполнена на микросхемах 140УД7. Для поддержания в нагрузке тока, равного заданному току, который определяется входным напряжением, используется ОУ, охваченный отрицательной обратной связью по току. ОУ1 поддерживает падение напряжения на резисторе $R_н$ равным входному напряжению. На ОУ2 реализована схема усилителя с выходом по току и с заземленной нагрузкой.

8.4. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Современные АЦП и ЦАП классифицируются по трем основным признакам: по принципу действия, по быстродействию и конструктивному исполнению. По принципу действия различают АЦП параллельные, последовательного приближения, последовательно-параллельные и интегрирующие [8.5]. Для реализации ЦАП используются различные структурные схемы: ЦАП с суммированием напряжений, ЦАП с делением напряжений и ЦАП с суммированием токов.

По быстродействию АЦП и ЦАП подразделяются на преобразователи высокого, среднего и малого быстродействия.

Преобразователи выпускаются и реализуются в трех вариантах конструктивного исполнения: модульном, гибридном и монолитном.

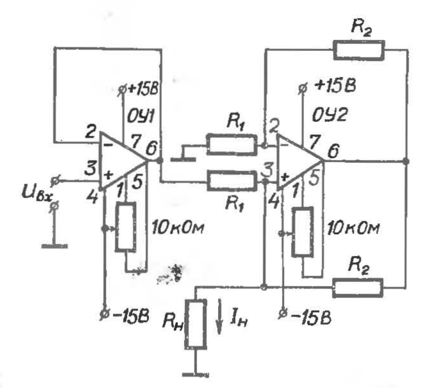


Рис. 8.13.
Схема источника тока, управляемого напряжением

Значительные успехи в области производства АЦП и ЦАП связаны, в первую очередь, с созданием новой, более совершенной элементарной базы на основе интегральной технологии. К ним относятся микросхемы серий К572, К594, К1107, К1108, К1113 и К1118.

В состав серии К572 входят: К572ПА1 —10-разрядный умножающий ЦАП; К572ПА2 — 12-разрядный умножающий ЦАП с функцией записи и хранения цифровой информации; К572ПВ1—12-разрядный АЦП и К572ПВ2—АЦП, работающий по принципу двухтактного интегрирования и представления информации в семисегментном коде [8.13].

ЦАП К572ПА1, обладающий средним быстродействием и малой потребляемой мощностью, используется при построении преобразователей «цифра-аналог», которые являются базовыми элементами для преобразователей аналоговой и цифровой информации. Матрица типа R—$2R$ изготавливается по пленочной технологии на том же кристалле, где расположены КМОП-ключи. Резисторы в матрице имеют номиналы $R=10$ кОм $\pm 10\,\%$ и $2R=20$ кОм $\pm 30\,\%$. В дополнение к матрице типа R—$2R$ изготавливается, согласованный с ней по номиналу, резистор 10 кОм. Этот резистор включается в цепь обратной связи внешнего ОУ, поэтому выходной ток матрицы с большой точностью преобразуется в выходное напряжение ОУ.

Шкала выходного тока по обоим выходам микросхемы К572ПА1 имеет амплитуду ± 1 мА, а полное время преобразования кода в аналоговый сигнал зависит от типа ОУ.

В зависимости от кода и схемы включения усилителей выходное напряжение схемы может быть однополярным (рис. 8.14,*а*) и двухполярным (рис. 8.14,*б*). В обоих схемах

включения опорное напряжение $U_{оп}$ может иметь любую полярность. Если напряжение изменяется, то первая схема работает как двухквадратный, а вторая схема — как четырехквадратный умножитель сигналов.

Микросхема К572ПА2 обеспечивает также как униполярный, так двухполярный режим работы (рис. 8.15). Только в отличие от микросхемы К572ПА1 на ее выходе для обеспечения двухполярного режима работы необходимо только один ОУ. Разрядность этого ЦАП составляет 12 бит (см. табл. 8.9).

Таблица 8.9

Параметры цифроаналоговых преобразователей

Параметр	К572ПА1	К572ПА2	К594ПА1	К1108ПА1	К118ПА1
Разрядность, бит	10	12	12	12	8
Дифференциальная нелинейность, в % от полной шкалы	±0,1	±0,06	±0,024	±0,75	±1,2
Погрешность коэффициента передачи, в % от полной шкалы	3	±0,6	—	—	±5
Время установления выходного тока, мкс	5	15	3,5	0,4	0,02
Напряжение питания, Е	15	5/15	5/—15	5/—15	—5,2
Ток потребления, мА	2	2	25/35	15/48	130
Опорное напряжение, В	±17	—	—	—	—

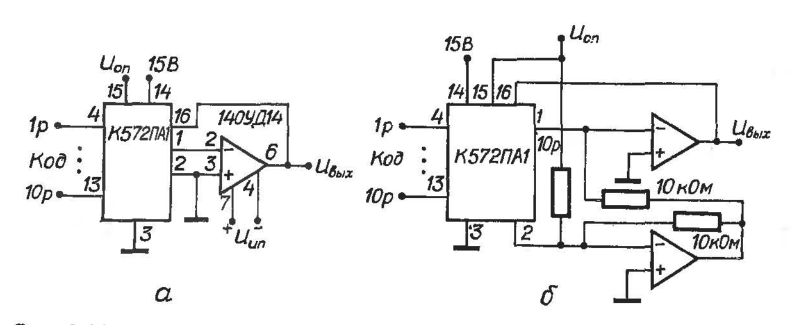


Рис. 8.14.

Схемы включения ЦАП типа К572ПА1:
а — двухквадратный режим; *б* — четырехквадратный режим

Полупроводниковая микросхема маломощного АЦП К572ПВ1 на 12 двоичных разрядов предназначена для работы в радиоэлектронной аппаратуре и выполняет:

функцию АЦП последовательного приближения совместно с внешним компаратором (усилителем) с выводом параллельного двоичного кода;

функцию умножающего ЦАП совместно с внешним усилителем;

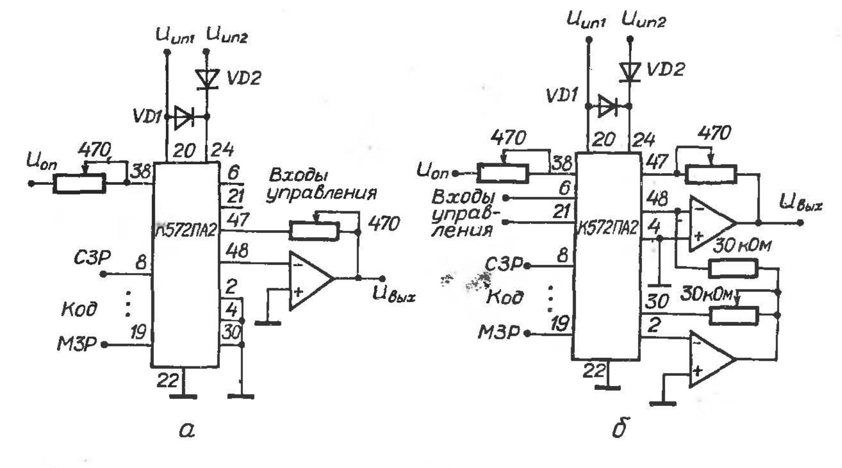


Рис. 8.15.
Схемы включения (ЦАП типа К572ПА2;
а — униполярный режим; *б* — двухполярный режим

побайтовый (поразрядный) вывод-ввод цифровой информации для согласования с 8-разрядной шиной данных микропроцессора.

В схемах включения микросхемы необходимо проводить балансировку ОУ или компаратора для получения нужной точности. При этом необходимо учитывать, что выходное сопротивление по аналоговому выходу, в зависимости от цифрового кода, в пределах от 00...01 до 11...11 изменяется от $8R$ до R, где R — номинал резистора матрицы R—$2R$ (R=5 кОм). Работа микросхемы К572ПВ1 в том или ином режиме обеспечивается подачей импульсов управления на выводы *2* и *16* в соответствии с табл. 8.10.

Как уже отмечалось, К572ПВ1 может использоваться для построения АЦП последовательного приближения. В этой схеме включения (рис. 8.16) желательно использовать компаратор напряжения типа 521САЗ. При работе схемы в качестве ЦАП необходимо использовать операционные усилители типа К574УД1, К544УД2, 140УД14.

Для защиты аналоговых выходов и выводов питания в схеме включения микросхемы дополнительно вводятся диоды КД514, которые подключаются между выводами 46, 47 и корпусом, а также между выводами 3 и 24.

Микросхема К572ПВ2 представляет собой АЦП, работающий по принципу двухтактного интегрирования с автоматической коррекцией нуля и автоматическим определением полярности входного сигнала. К572ПВ2 включает в себя КМОП

Таблица 8.1(

Параметры аналого-цифровых преобразователей

Параметр	К572ПВ1	К572ПВ2	К1107ПВ1	К1107ПВ2	К1107ПВ3	К1108ПВ1	К1113ПВ1
Разрядность, бит	12	11	6	8	6	10	8...10
Погрешность преобразования	±2 е. м. р.	±1 е. м. р.	±0,78	±0,5	±0,25	±1	±4
Диапазон входного напряжения, В	±5	±2	2	−2...0	±2,5	—	±5
Время преобразования, мкс	500	—	0,1	0,1	0,02	1	300
Напряжения питания, В	5/15	5/−5	5/−6	5/−6	4,7/ −5,4	5/−5,2	5/15
Ток потребления, мА	3/5	1,8/1,5	30/150	35/150	60/80	50/130	10/20
Выходное напряжение низкого уровня, В	0,3	—	0,4	0,4	−2	0,4	0,4
Выходное напряжение высокого уровня, В	2,4	—	2,4	2,4	−0,7	2,4	2,4

аналоговые и КМОП цифровые схемы. Диапазон изменения входного сигнала равен ±1,999 В и ±199,9 мВ.

Цифровая информация на выходе АЦП представляется в семисегментном коде, а цифровой отсчет производится на 3,5-декадном индикаторе. Выводы микросхемы могут непосредственно подключаться к семисегментным светодиодным индикаторам. Для проверки работоспособности выходных каскадов микросхемы необходимо вывод *20* подсоединить к источнику питания $U_{нп_1}$. При этом на светодиодном табло должно появиться значение — минус 1888.

Для максимального подавления сетевой помехи кратной 50 Гц, тактовая частота должна быть кратной частоте 50 Гц. Типовым рядом частот тактового генератора является: 40, 50, 100, 200 кГц.

Описанные микросхемы ЦАП и АЦП позволяют разрабатывать и выпускать электронную аппаратуру с качественно новыми показателями. Они применяются для ввода в ЭВМ аналоговых данных; для вывода информации из ЭВМ и передача ее на исполнительные устройства; для измерения аналоговых сигналов; для перехода к цифровым сигналам в цепях автоматического регулирования.

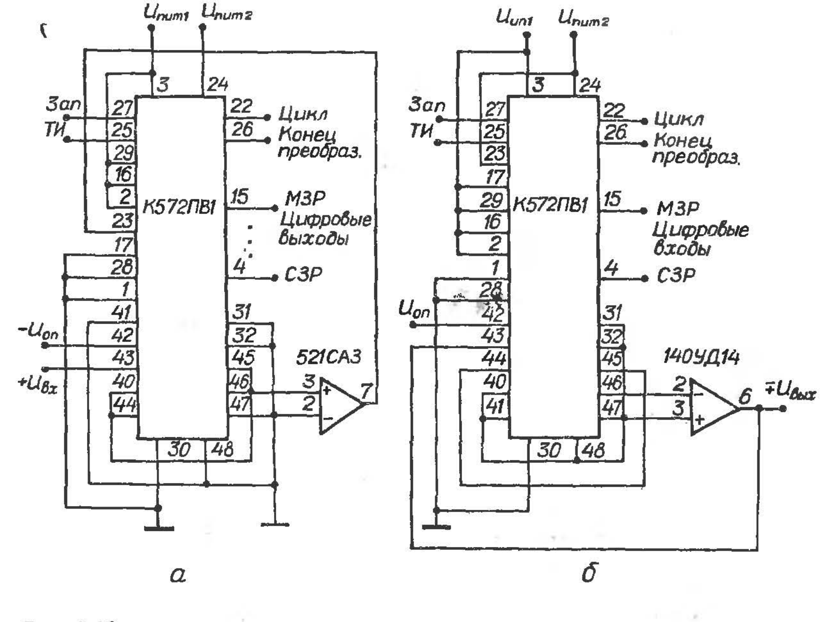


Рис. 8.16.
Схемы включения микросхемы К572ПВ1;
а — в режиме АЦП с компаратором;
б — в режиме ЦАП с ОУ

8.5. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Промышленностью выпускаются интегральные микросхемы стабилизаторов серии К142 и гибридные микросхемы серий 275 и К817.

Полупроводниковые интегральные схемы серии К142 представляют собой стабилизаторы компенсационного типа с цепями защиты от короткого замыкания. Для регулировки выходного напряжения в стабилизаторах серии 142 применяется внешний делитель (кроме К142ЕН5). Такое построение схемы позволяет расширить диапазон выходных регулируемых напряжений.

В состав серии К142 входят 8 стабилизаторов (табл. 8.11). Интегральная схема стабилизатора напряжения положительной полярности типа К142ЕН1(2) относительно проста и поэтому ее можно считать базовой.

Сравнительно малое количество элементов в цепи усиления и обратной связи, малое выходное сопротивление состав-

Таблица 8.11

Параметры стабилизаторов серии 142

Обозначение микросхемы	$U_{вых}$, В	Ток потребления, мА	K_u, %	K_i, %
К142ЕН1	3...12	4	0,2	0,2
КР142ЕН2	12...30	4	0,3	0,5
К142ЕН3	3...30	10	0,05	0,25
К142ЕН4	3...30	10	0,05	0,25
К142ЕН5	$5\pm0{,}1$	10	0,05	1
К142ЕН6 по выходам:				
на положительном	$+15\pm0{,}3$	18	0,0015	0,2
на отрицательном	$-15\pm0{,}3$	18	0,0015	0,2
К142ЕН8	$9\pm0{,}27$	10	0,05	1
К142ЕН9	$20\pm0{,}4$	10	0,05	1
К142ЕП1	3...30	10	—	—

ного транзистора, развязка дифференциального усилителя от источника опорного напряжения через делитель и эмиттерный повторитель обеспечивают достаточно высокие стабилизирующие и динамические свойства стабилизатора. Схема также содержит дополнительные элементы защиты от электрических перегрузок: по току и короткому замыканию.

Наличие выводов от отдельных узлов схемы позволяет улучшать характеристики за счет подключения внешнего дополнительного источника питания (выводы *4, 8*), усиливающего транзистора (выводы 13, 14, 16), фильтра шумов (выводы *2, 18, 12*).

Отсутствие делителя регулировки выходного напряжения позволяют оперировать выбором необходимого уровня выходного напряжения с помощью внешнего резистивного делителя, использовать схему для стабилизации отрицательной полярности напряжения и других функциональных целей. В импульсном режиме наибольший выброс не превышает 1,0...1,5 % уровня выходного напряжения.

При использовании корректирующих конденсаторов, которые подключаются к выводам 8,13 $C_н \geqslant 1...5$ мкФ и к выводам 2,12 $C_к \geqslant 100$ пФ, практически полностью подавляются собственные шумы стабилизатора напряжения.

Основная схема включения устройства типа К142ЕН1,2 (рис. 8.17) представляет собой функционально законченный стабилизатор напряжения. Она обеспечивает получение стабилизированного выходного напряжения положительной полярности, требуемое значение которого в определенном интервале можно установить при помощи резистора $R_1 \leqslant 20$ кОм. Дискретные элементы выбираются из условий обеспечения необходимого электрического режима микросхемы. Сопро-

Рис. 8.17.
Основная схема включения интегрального стабилизатора напряжения К142ЕН1,2

тивление R_2 резистивного делителя находится из равенства или превышения минимально допустимого тока делителя ($I_{дел} \geqslant 1{,}5$ мА) и обычно составляет $R_2 \approx 1{,}2$ кОм. Резисторы R_3, R_4, R_5 работают в цепях защиты. С помощью делителя R_4, R_5 задается напряжение на базу транзистора защиты. Резистор R_3 служит датчиком тока в схеме защиты от перегрузок по току. Сопротивления этих резисторов выбираются из отношений [8.9].

$$R_3 = U_{эбт}/I_{н\cdot порог},$$
$$R_5 = (U_{вых} + U_{эбл})/I_д,$$

где $U_{эбт} = 0{,}7$ В, $I_д = 0{,}3$ мА. При этом $R_4 = 2$ кОм.

Очень часто возникает необходимость увеличения выходных токов. Для этой цели обычно подключают дополнительный внешний мощный транзистор *n-p-n* или *p-n-p*— типа (рис. 8.18). В этом случае резистор R_2 служит для замыкания токов утечек регулирующего транзистора и выбирается в пределах 50...150 Ом. Использование в данных схемах дополнительных транзисторов *n-p-n* типа КТ803 или КТ908 или *p-n-p* типа ГТ906 позволяет получить выходные токи $I_н \geqslant 1$ А практически без ухудшения основных параметров микросхем.

Схема включения интегральной микросхемы К142ЕН1,2 с раздельным питанием отличается от типового включения (рис. 8.17) тем, что на выводы *4* и *16* подаются напряжения от отдельных источников питания, в связи с чем они не соединены; отсутствуют резисторы R_3, R_4, R_5; вывод 10 не подключен к выходной шине. Следует также отметить, что напряжение питания опорного источника, подключенного к выводу *4* (как правило, стабилизированное), должно быть равным или превышать второе входное стабилизируемое напряжение, которое поступает на вывод *16*.

Двухкаскадный интегральный стабилизатор напряжения с регулируемым выходным напряжением типа К142ЕН3 имеет более широкий диапазон регулирования выходного напряжения. Узел защиты от перегрузок по току и короткого замы-

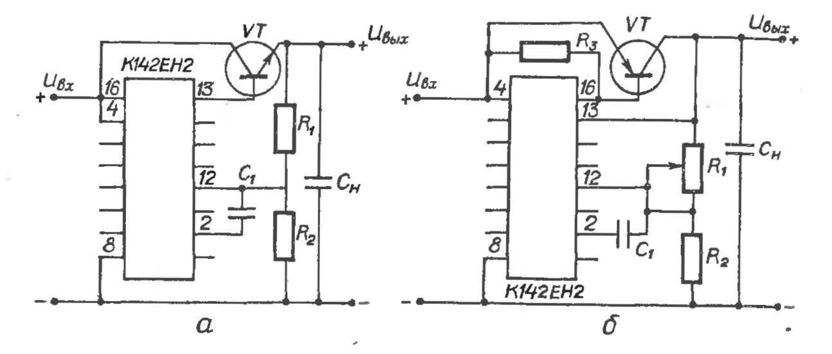


Рис. 8.18.
Схема повышения выходного тока с помощью внешнего транзистора;
а — *n-p-n*-типа;
б — *p-n-p*-типа

кания этого стабилизатора срабатывает при превышении на 20...25 % предельно допустимого тока нагрузки. Тепловая защита выключает стабилизатор при температуре (170±20) °С.

В интегральных стабилизаторах напряжения с фиксированным выходным напряжением используются источники опорного напряжения на основе запрещенной зоны полупроводника. Эти источники опорного напряжения позволяют снизить входные напряжения до 3...5 В и тем самым за счет уменьшения допустимых напряжений, при низких входных напряжениях, повысить к. п. д. стабилизатора. Для улучшения условий внутренней термокомпенсации наиболее целесообразным является использование усилителя сигнала рассогласования на основе составных транзисторов с общим эмиттером. Примером такого построения и является интегральная микросхема стабилизатора напряжения К142ЕН5А с выходным напряжением 5 В.

Сочетание отдельных рассмотренных типов микросхем на положительную и отрицательную полярности напряжений позволяют реализовать в интегральном исполнении стабилизаторы напряжения с двухполярным входом и выходом. Эти стабилизаторы напряжения, в основном, выполняются с согласованно изменяющимися выходными напряжениями и, как правило, используются для питания операционных усилителей. Стабилизатором такого типа и является К142ЕН6 [8.9].

Все описанные интегральные стабилизаторы напряжения относятся к устройствам непрерывного действия. В последнее время в источниках вторичного электропитания все шире

применяются ключевые стабилизаторы напряжения. Использование непрерывных стабилизаторов напряжения с регулируемым входом для построения ключевых стабилизаторов напряжения связано с разработкой специализированных интегральных микросхем.

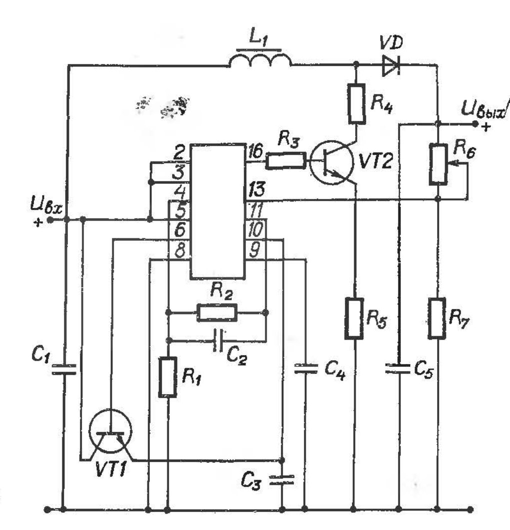


Рис. 8.19.
Типовая схема включения микросхем К142ЕП1

Типовая схема включения интегральной схемы К142ЕП1 приведена на рис. 8.19. Это схема ключевого стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента, работающего в двухпозиционном режиме. Для работы в режиме с широтно-импульсной модуляцией к выводам *14, 15* микросхемы необходимо приложить пилообразное напряжение с частотой до 100 кГц. Схема содержит транзисторный ключ $VT2$, $VT3$, диод VD, сглаживающий фильтр $LC(D_р, C_4)$ и схему управления на основе интегральной микросхемы.

Гибридные интегральные стабилизаторы серии 275 представляют набор ИС с фиксированными выходными напряжениями, составляющими ряд от 1 В до 24 В [8.2]. В этой серии имеются стабилизаторы положительного и отрицательного напряжений. Особенностью стабилизаторов серии 275 являтся применение внутренних делителей обратной связи с температурной компенсацией. Такой метод позволяет уменьшить влияние окружающей температуры на работу схемы, но и одновременно уменьшает возможности применения микросхемы. Для обеспечения регулировки в некотором весьма ограниченном диапазоне в микросхемах стабилиза-

торов выведена средняя точка делителя. Параметры стабилизаторов серии 275 приведены в табл. 8.12.

Таблица 8.12

Параметры стабилизаторов серии 275

Тип стабилизатора	$U_{вых}$, В±10%	$U_{вх}$, В	I, мА	$P_{рас}$, Вт	K_u, %	K_i, %
275 ЕН1 А,Б	1,2	6...9	30	0,5	0,07	0,25
275 ЕН2 А,Б	2,4	7...12	20	0,5	0,09	0,25
275 ЕН3 А,Б	3,0	7,5...12	20	0,5	0,19	0,25
275 ЕН4 А,Б	4,0	8,5...12	20	0,5	0,1	0,25
275 ЕН5 А,Б	5,0	9,5...14	20	0,5	0,12	0,15
275 ЕН6 А,Б	6,0	10,5...15	20	0,5	0,12	0,15
275 ЕН7 А,Б	−6,0	10,5...15	20	0,5	0,12	0,15
275 ЕН8 А,Б	6,3	10,5...15	20	0,5	0,12	0,15
275 ЕН9 А,Б	−6,3	10,5...15	20	0,5	0,12	0,15
275 ЕН10 А,Б	9,0	13,5...19	20	0,5	0,15	0,1
275 ЕН11 А,Б	12,0	16,5...24	15	0,5	0,2	0,1
275 ЕН12 А,Б	−12,0	16,5...24	15	0,5	0,2	0,1
275 ЕН13 А,Б	12,6	17...24	15	0,5	0,2	0,1
275 ЕН14 А,Б	−12,6	17...24	15	0,5	0,2	0,1
275 ЕН15 А,Б	−15,0	19,5...20	15	0,5	0,22	0,1
275 ЕН16 А,Б	24,0	28,5...40	6	0,5	0,32	0,1

Стабилизаторы положительного напряжения типов 275ЕН1-6А,Б отличаются друг от друга только номиналами резистора выходного делителя. Изменяя сопротивление внутреннего делителя посредством внешних сопротивлений, подключаемых к выводу *14*, можно регулировать входное напряжение. Конденсаторы C_1 обычно выбираются 0,1 мкФ и включаются между *14* и *10* выводами. Конденсатор C_2 выбирается порядка 1 мкФ.

Для защиты выхода микросхем от превышения тока в режиме короткого замыкания ее нагрузки предусмотрены выводы 1, 2, 3 и 4 для подключения ограничивающего резистора. Значение сопротивления $R_{огр}$ зависит от величины допустимого тока нагрузки и определяется по формуле

$$R_{огр} \approx 0{,}7/I_{доп} \approx 0{,}7(U_{вх} - U_{вых})/1{,}3\,P_{рас.\,доп},$$

где $P_{рас.\,доп}$ — допустимая мощность, рассеиваемая стабилизатором.

Стабилизаторы отрицательного напряжения по своей структуре похожи на стабилизаторы положительного напряжения. Однако активные элементы имеют другой тип проводимости, а регулирующий элемент выполнен по схеме Дарлингтона.

Микросхемы серии К817 предназначены для использо-

вания в качестве источников опорного напряжения, а также для питания стабилизированным напряжением в цифровых, логических и других устройствах широкого применения. Микросхемы серии К817 выполнены по гибридной технологии. Интегральные стабилизаторы К817ЕН1 и К817НЕ2 предназначены для выработки стабилизированных как положительных (К817ЕН1), так и отрицательных (К817ЕН2 напряжений 9, 10, 12 и 15 В.

Максимально допустимая мощность, рассеиваемая микросхемами К817ЕН1А,Б и К817ЕН2А,Б приведена в табл. 8.13— для температуры окружающей среды +25 °С в режиме тока нагрузки 200 мА и выходного напряжения 15 В. Для других значений температуры окружающей среды, а также в режимах, отличающихся от указанного выше, максимальная мощность рассеивания рассчитывается по формуле

$$P_{рас} = P_т + P_э \ (Вт),$$

где $P_т = 1,63 - 1,25 \cdot 10^{-3} \ (t - 25 \ °C)$,

$P_э = 10 (I_н + 0,006)^2 + 6 \cdot 10^{-3} U_{вых}$,

t — температура окружающей среды, °С;

$I_н$ — ток нагрузки, А;

$U_{вых}$ — выходное напряжение, В.

При токах нагрузки, превышающих номинальное значение (50 мА), предельно допустимое входное напряжение рассчитывается по формуле

$$U_{вх.\ доп} = \frac{P_{рас} + I_н U_{вых}}{I_н + 0,007}, \qquad (8.1)$$

где $P_{рас}$ — мощность, рассеиваемая микросхемой, Вт.

При практической реализации предельно допустимого входного напряжения, которое определяется по формуле (8.1), должно выполняться условие $U_{вх\ min} \leqslant U_{вх\ доп} \leqslant U_{вх\ max}$.

Схемы включения микросхем К817ЕН16А,Б, К817ЕН2А,Б для стабилизации напряжения на уровне 15 В приведены на рис. 8.20 и 8.21.

При включении микросхемы К817ЕН1А,Б на выходное напряжение +12 В входное напряжение подается на выводы *3, 6* и *17*, вывод *1* заземляется, выводы *13* и *20* соединяются перемычкой, а выходное напряжение снимается с выводов *15, 23, 25, 26*.

Если же стабилизатор должен выдавать напряжение +10 В, то входное напряжение прикладывается к выводам *3, 7* и *17*, вывод *1* заземляется, выводы *13* и *20* соединяются перемычкой. Выходное напряжение снимается с выводов *15, 21, 25, 27*. В отличие от предыдущего включения при

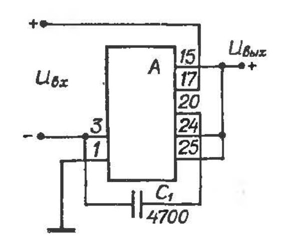


Рис. 8.20.
Схема включения микросхемы К817ЕН1А,Б на выходное напряжение +15 В

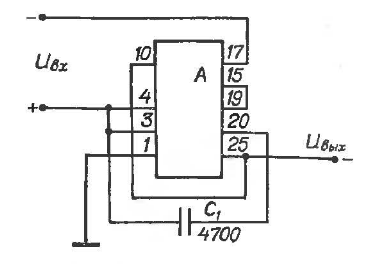


Рис. 8.21.
Схема включения микросхемы К817ЕН2А,Б на выходное напряжение 15 В

Таблица 8.13.

Параметры стабилизаторов серии 817

Тип стабилизатора	$U_{вых}$, В	$U_{вх}$, В	$I_н$, мА	$P_{рас}$, Вт	Нестабильиость выходного напряжения, %
К817 ЕН1 А,Б	15	27,5	200	2	±0,5
	12	24,5			
	10	22,5			
	9	21,5			
К817 ЕН2 А,Б	−15	−27,5	200	2	±0,5
	−12	−24,5			
	−10	−22,5			
	−9	−21,5			
КМП817 ЕН3 А,Б	+(3...6)	+12	120		±2
КМП817 ЕН4 А,Б	±(9...24)	±28	50		±0,5

стабилизации напряжения на уровне +9 В входное напряжение прикладывается к выводам *3, 5* и *17*, а выходное — снимается с выводов *15, 22, 25, 28*. На микросхеме К817ЕН2А,Б при ее включении в стабилизатор выходного напряжения — 12 В, производится соединение перемычкой выводов *13* и *20, 15* и 19. Входное напряжение прикладывается к выводам *2, 3, 5* и *17*, вывод *1* заземляется. Выходное напряжение снимается с выводов *10, 25.* В случае, когда микросхема должна обеспечить стабилизированное напряжение минус 10 В, входное напряжение подается на выводы *3, 6, 28* и *17*, а снимается с вывода *25*. Вывод *1* заземляется, а выводы *25* и *10, 13* и *20, 15* и *19* соединяются перемычками. Включение микросхемы для стабилизации выходного напряжения на уровне минус

9 В отличается от рассмотренного включения только тем, что входное напряжение прикладывается к выводам *3, 7, 27*.

Для токов нагрузки от 50 до 200 мА между выводами *17* и *19* микросхемы необходимо включить внешний резистор защиты $R_з$, значение сопротивления которого определяется по формуле

$$R_з = 0{,}84/(I_н - 0{,}05)\ \text{Ом}.$$

Микросхемы К817ЕН1А,Б и К817ЕН2А,Б допускают короткое замыкание на выходе на неограниченное время.

Встроенная емкость предназначена для устранения возбуждения микросхемы при выходных напряжениях *9, 10* и *12* В. Для ее подключения необходимо выводы *13* и *20* микросхемы соединить перемычкой. При выходном напряжении *15* В между выводами *3* и *20* микросхемы включается конденсатор емкостью 4700 пФ и рабочим напряжением не менее 20 В.

В случае, когда стабилизаторы напряжения работают в особо тяжелом режиме (при импульсной нагрузке), необходимо подключить дополнительный внешний конденсатор параллельно выходным выводам микросхемы *3* и *15*. В этом случае внутренняя емкость не подключается.

Выходное напряжение может быть получено в диапазоне от 7 до 25 В при подключении внешнего резистора к одному плечу выходного делителя. В случае подключения резистора к выводам микросхемы *3, 26* выходное напряжение уменьшается. При подключении резистора к выводам микросхемы *25, 26*— увеличивается. При изменении плеч делителя внешним резистором следует иметь в виду, что внутреннее опорное напряжение равно 3,28 В.

При необходимости умощнения электрических режимов применяются схемы с умощняющими транзисторами (рис. 8.22—8.23), но при этом токи и напряжения микросхемы не должны превышать значений, указанных в табл. 8.13.

Микросхемы КМП817ЕН3 предназначены для стабилизации напряжения питания на номинальном фиксированном уровне +5В и регулируемого в пределах + (3...6В). Номинальные выходные напряжения обеспечиваются с помощью внутренних делителей микросхем.

С помощью микросхемы КМП817ЕН3 выходное напряжение, отличное от фиксированного номинального значения (5 В при входном напряжении равном 10 В), может быть получено в пределах от 3В до 6В при подключении внешнего резистора. Если резистор включен между выводами *17* и *18* стабилизатора, то выходное напряжение становится меньше 5В.

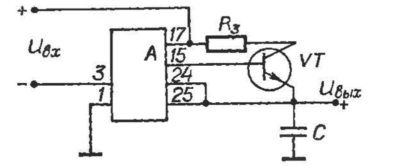


Рис. 8.22.
Схема включения микросхемы К817ЕН1А,Б с умощияющим транзистором

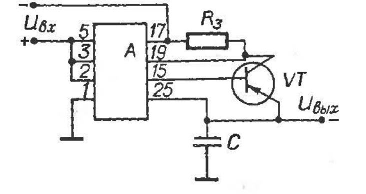


Рис. 8.23.
Схема включеиия микросхемы К817ЕН2А,Б с умощняющим траизистором

Если внешний резистор подключается к выводам *16* и *17*, то выходное напряжение увеличивается. Стабилизатор рассчитан на работу с токами нагрузки 120 мА — без радиатора и 500 мА — при использовании радиатора.

Если ток нагрузки стабилизатора составляет менее 500 мА, между выводами стабилизатора *2* и *15*, необходимо включать резистор защиты, значение сопротивления которого рассчитывается по формуле

$$R_з = \frac{0,66}{I_{ср}} - 0,75 \text{ (Ом)},$$

где $I_{ср}$ — ток срабатывания защиты в А.

Гибридные интегральные стабилизаторы КМП817ЕН4 обеспечивают двухполярные стабилизированные выходные напряжения ±12В; ±15В, регулируемые в пределах ±(9...24) В. Они, в основном, предназначены для питания операционных усилителей.

В стабилизаторе КМП817ЕН4, кроме основных значений выходного напряжения ±15 (±12) В, при входном напряжении соответственно ±23 (±20) В могут быть получены и дополнительные значения напряжения ±20В и ±24В при помощи внутреннего делителя. Кроме того, в стабилизаторе могут быть получены промежуточные значения выходного напряжения в пределах от ±7 до ±24В. Максимальное входное напряжение стабилизатора КМП817ЕН4 не должно превышать ±30В.

При подключении внешнего резистора к выводам *22, 23* микросхемы выходное напряжение уменьшается, а при подключении внешнего резистора к выводам 22,8— увеличивается.

При токе нагрузки микросхемы КМП817ЕН4, превышающего значение 50 мА, между выводами *11, 12* и *4, 5* необходимо включать внешние резисторы защиты $R_з$, сопротивление которых рассчитывается по формуле

$$R_з = 1060/(I_н - 50) \text{ (Ом)}.$$

Для больших токов нагрузки стабилизатора КМП817ЕН4 номинальные выходные напряжения ±12В, ±15В и ±20В можно получить при соответствующем закорачивании выводов микросхемы *21, 23; 20, 23; 19, 23.* При этом сопротивление резисторов составляет $R_1 = R_2 = 1$ кОм.

Для питания стабилизированным напряжением устройств, которые потребляют бо́льшие токи, чем допустимые токи нагрузки стабилизаторов КМП817ЕН3 и КМП817ЕН4, необходимо применять внешние регулирующие транзисторы. Электрические режимы токов и напряжений стабилизаторов не должны превышать значений, указанных в таблице 8.13.

Стабилизаторы КМП817ЕН3 и КМП817ЕН4 имеют встроенную защиту от перегрузок по току, мощности и от коротких замыканий. Схема защиты обеспечивает автоматический возврат стабилизатора в рабочее состояние после устранения аварийной ситуации.

Для выбора стабилизатора прежде всего оцениваются условия его эксплуатации и габаритно-весовые характеристики, которые приемлемы для данного конкретного случая. Затем, на основании данных об имеющихся питающих напряжениях, выбирается нужная серия микросхем. Для этой цели можно использовать табл. 8.11, 8.12, 8.13.

После проведенной оценки производится выбор конкретной микросхемы с учетом выходного напряжения и тока, а также с учетом нужного коэффициента нестабильности напряжения. Предлагаемый метод выбора стабилизатора позволяет без особых трудностей выбрать нужный стабилизатор. Однако бывают случаи, когда для решения конкретной задачи измерений стабилизатор выбирается только по одному или двум параметрам. Этими параметрами почти всегда бывают выходное напряжение и коэффициент нестабильности выходного напряжения.

Список литературы к главе 8:

8.1. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС.**— М.: Радио и связь, 1985. — 204 с.

8.2. **Аналоговые и цифровые интегральные схемы** / Под ред. Якубовского С. В. — М.: Сов. радио, 1990. — 496 с.

8.3. **Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин. В. П. Аналого-цифровые преобразователи.**— М.: Сов. радио, 1980.—280 с.

8.4. **Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи.**— М.: Энергоатомиздат, 1981.— 360 с.

8.5. **Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.**— Л.: Энергия, 1988.— 304 с.

8.6. **Кофлин Р., Дрискол Ф. Операционные усилители и линейные интегральные схемы.**— М.: Мир, 1979.— 360 с.

8.7. **Марше Ж. Операционные усилители и их применение.**— Л.: Энергия, 1974.— 216 с.

8.8. **Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах.**— М.: Мир, 1979.— 248 с.

8.9. **Полянин К. П. Интегральные стабилизаторы напряжения.**— М.: Энергия, 1979.— 192 с.

8.10. **Проектирование и применение операционных усилителей** /Под ред. Дж. Грема, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана.— М.: Мир. 1974.— 512 с.

8.11. **Современные линейные интегральные микросхемы и их применение** / Пер. с англ. Под ред. М. В. Гальперина.— М.: Энергия, 1980.—272 с.

8.12. **Справочник по интегральным микросхемам** /Под ред. Тарабрина В. В.— М.: Энергоатомиздат, 1984.— 528 с.

8.13. **Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.**— М.: Мир, 1983.— 512 с.

8.14. **Хорошко В. А., Чирков Д. В. Повышение помехоустойчивости интегральных операционных усилителей.** /Проблемы гибридной вычислительной техники: Сб. науч. тр.— Киев.: Наук. думка, 1979.— С. 127—130.

8.15. **Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре.**— М.: Сов. радио, 1979.— 368 с.

КРАТКИЙ РУССКО-УКРАИНСКИЙ ТЕРМИНОЛОГИЧЕСКИЙ СЛОВАРЬ ПО ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

Быстродействие	Швидкодія
Вероятная погрешность	Ймовірна похибка
Вероятность	Ймовірність
Ведущий (мех)	Тяговий
Весы рычажные	Терези
Вещество	Речовина
Влажность	Вологість
Влияние	Вплив
Влияющий фактор	Фактор впливу
Возмущение	Збурення
Воспроизводимость	Відтворюваність
Гарантия качества	Запорука якості
Гарантийный срок	Гарантійний термін
Давление	Тиск
Датчик	Давач
Действительное значение	Дійсне значення
Действующее значение	Діюче значення
Действующий стандарт	Чинний стандарт
Деление шкалы	Поділка шкали
Делитель напряжения	Подільник напруги
Длительность	Тривалість
Доверительная вероятность	Гарантійна ймовірність
Дополнительная погрешность	Додаткова похибка
Достоверность	Вірогідність
Затухание	Погасання, згасання
Звено преобразовательное	Ланка перетворювальна
Избыточный	Надмірний
Изделие	Виріб
Излучение	Випромінювання
Измерение	Вимірювання
Измерительный преобразователь	Вимірювальний перетворювач
Измерительный прибор	Вимірювальний прилад
Измеряемая величина	Вимірювана величина
Интегрирующее звено	Інтегрувальна ланка
Испытание	Випробовування
Исследуемый сигнал	Досліджуваний сигнал
Истинное значение	Істинне значення
Клеймо	Тавро
Колебательный	Коливний
Круговая частота	Колова частота
Мгновенное значение	Миттєве, миттьове значення
Мера	Міра
Мнимый	Уявний
Многократный	Багаторазовий
Наблюдение	Спостереження
Надежность	Надійність
Напряжение	Напруга
Необратимый	Незворотний
Несовместимый	Несумісний
Образец вещества	Зразок речовини
Образцовый	Взірцевий
Обратное преобразование	Зворотне перетворення

Окрестность	Окіл
Окружающий	Навколишній
Окружающая среда	Довкілля
Определение	Означення
Отказ устойчивый	Відмова стійка
Отсчет	Відлік
Показание	Показ
Показывающий прибор	Показувальний прилад
Помеха	Завада
Помехоустойчивость	Завадостійкість
Преобразователь	Перетворювач
Прибор	Прилад
Приведенная погрешность	Зведена похибка
Промежуток, интервал	Проміжок
Пространство	Простір
Постоянная (константа)	Стала
Работоспособность	Працездатність
Разрешающая способность	Роздільна здатність
Разрушение	Руйнування
Распределение	Розподіл
Расхождение	Розбіжність
Регистрация показаний	Реєстрація показів
Регистрирующий прибор	Реєструвальний прилад
Регулирующий	Регулювальний
Сеть	Мережа
Сечение	Переріз
Совместимость	Сумісність
Согласованность	Узгодженість
Состав	Склад
Состоятельность	Слушність
Средство измерений	Засіб вимірювань
Степень	Ступінь
Ступенчатый срок	Східчатий термін
Существенный, значимый	Істотний
Счетный	Злічений
Счетчик	Лічильник
Уравновешивающее преобразование	Зрівноважувальне перетворення
Уровень	Рівень
Усилитель	Підсилювач
Установка	Устава
Установившийся	Усталений
Устойчивость	Стійкість
Устройство	Пристрій
Участок цепи	Ділянка кола
Фазовращатель	Фазоповертач
Цепь преобразования	Коло перетвореиня
Частный	Частинний
Чувствительный элемент	Чутливий елемент
Явление	Явище

ДАТЧИКИ

СПРАВОЧНИК

Под редакцией
З. Ю. Готры и О. И. Чайковского

ЛЬВОВ
«КАМЕНЯР»
1995

ББК 32.96-04
Д20

Авторы:
З. Ю. Готра, Л. Я. Ильницкий, Е. С. Полищук,
Л. В. Сибрук, В. А. Хорошко, О. И. Чайковский,
Н. И. Чичикало, Влодзимеж Калита

ДОВІДКОВЕ ВИДАННЯ

Готра Зенон Юрійович
Ільницький Людвиг Якович
Поліщук Євген Степанович та ін.

ДАВАЧІ
Довідник

За редакцією **З. Ю. Готри** та **О. І. Чайковського**

Львів, «Каменяр»
(Російською мовою)

Редактори *А. А. Черняк, М. І. Швед*
Художнє оформлення *Г. В. Кучабського*
Художній редактор *В. І. Сава*
Технічний редактор *В. І. Франчук*
Коректори *О. В. Кріль, І. М. Микита*

Здано на складання 06.06.90. Підписано до друку 14.06.94.
Формат $84 \times 108^1/_{32}$. Папір друк. № 2. Гарнітура літературна.
Офсетний друк. Умов. друк. арк. 16,38. Умов. фарбовідб. 16,8.
Обл.-вид. арк. 16,46. Замовлення 831-0.
Видавництво «Каменяр». 290000, Львів, Підвальна, 3
Львівська книжкова фабрика «Атлас». 290005, Львів, Зелена, 20.

Д20 **Давачі:** Довідник / З. Ю. Готра, Л. Я. Ільницький, Є. С. Поліщук та ін.; За ред. З. Ю. Готри та О. І. Чайковського. — Львів: Каменяр, 1995. — 312 с.: табл.: рис. — Рос.
ISBN 5-7745-0233-3

У довіднику вміщено основні характеристики перетворювачів фізичних величин, висвітлено методи їх корекції і класифікації, а також параметри і технічні дані тензорезисторів, напівпровідникових тензодавачів і термоперетворювачів, давачів Холла, магнітодіодів, різноманітних мікроелектронних елементів.

Для робітників приладобудівних підприємств, учнів профтехучилищ, коледжів і технікумів, студентів вищих учбових закладів, а також інженерів і техніків, що працюють у галузі вимірювальної техніки.

ББК 32.96-04

Д $\frac{2402020000\text{-}023}{95}$ 14-91

ISBN 5-7745-0233-3